Импульсные блоки питания для IBM PC





TM

Самые распространенные модели известных фирм
Полный комплект структурных и принципиальных схем
Качественное графическое исполнение схем и рисунков

Подробное описание работы узлов и блоков
Методика проведения основных регулировок
Характерные неисправности и способы их устранения

Импульсный источник конструктива ATX фирмы DTK

Импульсные источники питания компьютеров типа AT/XT

22

РЕМОНТ И ОБСЛУЖИВАНИЕ

УДК 621.311.6
ББК 32.844
К90

Куличков А. В.
К90 Импульсные блоки питания для IBM PC. 2-е изд., стер. – М.: ДМК Пресс, 2002. – 120 с.: ил. (Ремонт и обслуживание; Вып. 22).

ISBN 5-94074-190-8

Книга посвящена вопросам ремонта и обслуживания импульсных источников вторичного электропитания, которые используются практически во всем современном импортном и отечественном радиоэлектронном оборудовании.

В книге рассмотрены теоретические вопросы проектирования и расчета импульсных источников питания, подробно описаны основы их схемотехники и принципы функционирования. Описываются различные способы стабилизации выходных напряжений, способы защиты источников питания от перегрузок во вторичных цепях, а также рассматриваются способы отключения источников питания при повышении выходных напряжений выше установленных пределов.

В качестве примеров рассмотрены источники питания современных компьютеров AT и ATX форм-факторов. В соответствующих разделах рассмотрены типовые неисправности и методы их поиска и устранения.

Книга предназначена для специалистов, занимающихся ремонтом и обслуживанием вычислительной техники и другой радиоэлектронной аппаратуры с импульсными источниками вторичного электропитания, подготовленных радиолюбителей и студентов высших и средних специальных учебных заведений.

ББК 32.844

ISBN 5-94074-190-8

Содержание

Предисловие

До недавнего времени в отечественной литературе уделялось недостаточное внимание публикациям, в которых описывались способы ремонта конкретных электронных устройств. Исключение составляли журнал «Радио» и книги серии «Массовая радиобиблиотека», однако даже в этих книгах и статьях основная часть материалов была посвящена работе узлов, непосредственно связанных с исполнением потребительских функций. Источники питания в большинстве таких устройств были выполнены по однотипным схемам, и принцип их действия был достаточно простым. С развитием электронной техники появилось много новых видов радиоэлектронных приборов бытового назначения, предназначенных для повседневного использования. За этот период произошла существенная модернизация отдельных узлов и, в частности, источников вторичного электропитания. Во многих моделях современного импортного и отечественного радиоэлектронного оборудования в качестве источников вторичного электропитания теперь используются экономичные импульсные преобразователи энергии первичной сети. Источники питания такого рода широко применяются и в современных персональных компьютерах.

В предлагаемой читателю книге подробно рассмотрены принципы действия импульсных источников вторичного электропитания, варианты их структурных и принципиальных схем, а также даны основные расчетные соотношения, необходимые при проектировании аппаратуры подобного типа. Кроме того, в книге детально описаны реальные импульсные источники питания, применяемые в современных компьютерах типа IBM PC XT/AT и АТХ форм-факторов, а также приведены характерные неисправности источников питания компьютеров, методы их поиска и устранения.

Несмотря на постоянное совершенствование электронных устройств и повышение их надежности, техника тем не менее нуждается в ремонте, причем выполнение подобных работ требует все более квалифицированного подхода. Методика устранения возникающих неисправностей определяется характером отказа прибора и может быть произведена либо путем замены отдельных элементов, либо целых блоков (это экономит и финансы, и время). Данная книга как раз предназначена для тех, кто хочет, во-первых, квалифицированно и самостоятельно, с минимальными затратами, справиться с возникшими неполадками и, во-вторых, удовлетворить профессиональное любопытство и расширить свои знания в области схемотехники современных импульсных бестрансформаторных источников питания.

Ремонт может быть осуществлен в разных местах и различными способами:

- в специализированных мастерских при наличии полного комплекта оригинальных запасных частей, тестирующего оборудования и стендов;
- квалифицированными специалистами с выездом к заказчику;
- самостоятельно, если вы обладаете необходимыми знаниями и имеете возможность приобретать комплектующие части для замены.

Как уже было сказано выше, книга рассчитана на специалистов, занимающихся ремонтом радиоэлектронного оборудования и ПК, радиолюбителей, интересующихся принципами функционирования источников питания, а также владельцев радиоэлектронной техники, решивших самостоятельно произвести ремонт. Понятно, что их квалификация может быть различной. И если кому-то достаточно только наличия принципиальной схемы источника питания, то другому необходима как сама схема, так и развернутое пояснение к ней. Книга построена таким образом, чтобы удовлетворить все запросы читателей. При этом автор стремился изложить материал в как можно более доступной форме. Автор считает, что приведенные в книге краткие

сведения теоретического характера позволят читателям свободнее ориентироваться не только в конкретных схемах, рассмотренных в книге, но и способны дать представление о схемотехнике импульсных преобразователей, как об одном из важных направлений электронной техники. Справочные данные по пассивным и активным компонентам помогут выполнять ремонтные работы в условиях, когда нет возможности приобрести оригинальные элементы для замены дефектных деталей. В этом случае, используя приведенные расчетные соотношения, можно применять элементы, которые есть в наличии, причем выбирать только аналогичные по параметрам и совместимые по конструкции. Учитывая, что схемы, рассмотренные в книге, построены с использованием высоковольтной элементной базы, подбор аналогов должен проводиться самым тщательным образом. Правильный выбор замены будет гарантировать не только работоспособность восстановленного блока питания, но и вашу безопасность.

Список сокращений

АВИ	автогенераторный вспомогательный источник
БП	бестрансформаторный преобразователь
ВЧ	высокая частота, высокочастотный
ИБП	импульсный блок питания
ИОН	источник опорного напряжения
КЗ	короткое замыкание
КПД	коэффициент полезного действия
КС	каскад сопряжения
НЧ	низкая частота, низкочастотный
ПК	персональный компьютер
ПН	преобразователь напряжения
СИП	схема измерения перенапряжения
СК	согласующий каскад
УМ	усилитель мощности
ФПН	формирователь пилообразного напряжения
ЧИМ	частотно-импульсная модуляция
ШИМ	широтно-импульсная модуляция
ЭДС	электродвижущая сила

ВВЕДЕНИЕ В СХЕМОТЕХНИКУ ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Каждое электронное устройство оснащено источником вторичного электропитания. Специфика исполнения источника и его технические параметры определяются общесистемными требованиями к устройству в целом и условиями его эксплуатации. В общем случае источники вторичного электропитания – это преобразователи первичной энергии в энергию, пригодную для работы данного устройства, наделенного определенными пользовательскими функциями. Дополнительной, часто безусловно необходимой функцией источника электропитания может быть обеспечение гальванической развязки между источником первичного напряжения и нагрузочными цепями.

Тип приборов под общим названием «источники питания» объединяет множество устройств. К их числу относятся как простые, на первый взгляд (если не вдаваться в тонкости их устройства), электрохимические элементы с заданными характеристиками для переносных приборов, так и достаточно сложные, стационарные преобразователи энергии. Последние выполнены на основе узлов, способных осуществлять различные виды подстроек и регулировок для защиты от внешних и внутренних дестабилизирующих факторов. Качество работы и временнáя стабильность параметров источника питания зачастую является определяющим фактором работоспособности прибора в целом. Поэтому при проверке технических характеристик того или иного устройства источнику питания следует уделять особое внимание.

В последние десятилетия произошла замена традиционных источников питания стационарного оборудования на основе силовых трансформаторов, функционирующих на частоте питающей сети, импульсными источниками питания, или так называемыми бестрансформаторными преобразователями первичного сетевого напряжения. Принцип их действия основан на преобразовании исходного первичного напряжения низкой частоты (десятки герц) питающей промышленной сети в более высокочастотные колебания (несколько десятков килогерц) с последующей трансформацией. В настоящее время преобразователи подобного типа составляют большинство источников вторичного электропитания устройств как бытового, так и промышленного назначения. В данной книге будут рассмотрены именно импульсные источники питания с бестрансформаторным подключением к первичной сети напряжения 220 В, 50 Гц, а на преобразователи, построенные по традиционной схеме, мы будем ссылаться лишь при сравнении качественных характеристик.

1.1. Структурные схемы импульсных источников питания

Переход на использование преимущественно импульсных источников питания обусловлен рядом технических и экономических факторов, наиболее важными из которых являются следующие:

- источники бестрансформаторного питания (ИБП) мощностью до 500 Вт имеют существенно более высокие массогабаритные характеристики по сравнению с аналогами, изготовленными на основе сетевых трансформаторов;
- обмотки трансформаторов ВЧ колебаний ИБП имеют более высокую плотность тока, при их изготовлении используется гораздо меньше цветного металла, что приводит к снижению затрат на производство и на исходные материалы;
- высокая индукция насыщения и малые удельные потери материалов сердечников ВЧ трансформаторов позволяют создавать ИБП с общим КПД, превышающим 80%, что в обычных источниках недостижимо;
- широкие возможности по автоматической регулировке номиналов выходных вторичных напряжений посредством воздействия на первичные цепи ВЧ преобразователя.

Рассмотрим несколько примеров структурных схем построения ИБП с напряжением первичной сети 220 В, 50 Гц.

На рис. 1.1 представлена структурная схема импульсного источника питания, выполненного по достаточно традиционной схеме.

Выпрямитель, фильтр и стабилизатор, имеющиеся во вторичной цепи данного источника питания, построены на основе узлов, встречающихся в обычных источниках электропитания. Названия этих узлов раскрывает их назначение и не нуждается в пояснении. Способ реализации стабилизатора (линейный или импульсный) в данном случае не так важен по сравнению с его присутствием в качестве отдельного функционального узла. Вторичная цепь электропитания в различных вариантах исполнения источника может быть дополнена еще одним фильтром, который устанавливается между стабилизатором и нагрузкой. Основными узлами первичной цепи являются: входной фильтр, выпрямитель сетевого напряжения и ВЧ преобразователь выпрямленного питающего напряжения с трансформатором TV.

Необходимость использования входного фильтра обусловлена тем, что, во-первых, этот фильтр должен устранять резкие кратковременные скачки питающего напряжения и импульсные помехи, вызванные работой расположенных поблизости импульсных устройств (ВЧ помех) или возникающие в момент подключения или отключения от сети смежных нагрузок. Во-вторых, фильтр должен эффективно устранять помехи, проникающие в сеть непосредственно от используемого источника питания.

ВЧ трансформаторы, применяемые в ИБП, являются преобразователями импульсных колебаний с полосой частот до нескольких (если не выше) мегагерц. Передача энергии трансформатором имеет двухсторонний характер. В направлении сеть – нагрузка происходит передача колебаний ВЧ преобразователя. В обратном же направлении, то есть нагрузка – преобразователь – сеть, могут передаваться помехи, возникающие при работе нагрузочных цепей. Если, например, ИБП установлен в вычислительной системе, то эти помехи могут содержать элементы информационных составляющих обрабатываемых данных. Причем, как правило, в направлении сеть – нагрузка трансформатор действует как понижающий, и, следовательно, в обратном направлении он работает как повышающий. Если входной фильтр не установлен, то помехи, возникающие непосредственно в устройстве, будут эффективно транслироваться в сеть с частью информационной составляющей. Таким образом, входной фильтр применяется не только для устранения паразитного эффекта обратной трансформации, но и для защиты от утечки информации.

В импульсном источнике питания (см. рис. 1.1) используется каскад ВЧ преобразователя автогенераторного типа, режим автоколебаний которого определяется только значением номиналов его собственных элементов и не регулируется.

Источник питания, выполненный по схеме, приведенной на рис. 1.1, может дополнительно включать в себя датчик перегрузки, который воздействует либо на стабилизатор, либо на ВЧ преобразователь, блокируя его работу до момента устранения причины неисправности.

При правильном подборе элементной базы источник, изготовленный по данной схеме, прост в реализации – в этом его главное преимущество, однако из-за сравнительно низкого КПД используется редко. Падение КПД будет происходить при увеличении числа вторичных каналов различных напряжений, так как для каждого из них потребуется отдельный стабилизатор напряжения. Существенным недостатком схемы может быть и очень



Рис. 1.1. Структурная схема нерегулируемого импульсного источника питания

высокая чувствительность автогенераторов, совмещенных с силовым каскадом ИБП, к величине нагрузки. Ее изменение может привести к срыву ВЧ колебаний и нестабильности работы источника питания подобного рода.

Структурная схема сетевого источника питания, построенного с учетом оптимальных принципов регулирования выходного напряжения, представлена на рис. 1.2.

Принципиальное отличие данной структурной схемы от предыдущей заключается в отсутствии стабилизатора вторичного напряжения. Кроме того, в нее добавлены измерительная цепь, задающий генератор, схема управления, а также изменены функции каскада ВЧ преобразователя. Силовой каскад работает в режиме усилителя мощности колебаний, поступающих со схемы управления. Его нагрузкой является ВЧ трансформатор. Здесь ВЧ преобразователем можно назвать совокупность следующих узлов: задающий генератор, схема управления, ВЧ усилитель мощности, ВЧ трансформатор (TV). Источник, выполненный в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 1.2, одновременно осуществляет две функции – преобразование и стабилизацию напряжения. Схема управления включает в себя широтно-импульсный модулятор и полностью определяет режим работы УМ. Выходное напряжение схемы управления имеет форму прямоугольных импульсов. Изменение длительности паузы между этими импульсами регулирует поступление энергии во вторичную цепь. Исходные параметры для работы схемы управления – это сигналы ошибки, поступающие от измерительной цепи, в которой производится сравнение эталонного значения напряжения с реальным, присутствующим в данный момент на нагрузке. По сигналу ошибки схема управления изменяет длительность паузы между импульсами в сторону ее увеличения или уменьшения, в зависимости от величины отклонения реального значения напряжения от номинального. В частности, в схему управления может входить узел защиты каскада УМ от перегрузки и короткого замыкания.

Наличие ШИМ передаваемого напряжения предъявляет определенные требования к параметрам и построению сглаживающего фильтра выпрямленного вторичного напряжения. Первым элементом данного фильтра после выпрямителя должна быть катушка индуктивности в каждом канале вторичного напряжения.

На схеме, показанной на рис. 1.2, представлена структура одноканальной системы питания, реальные же источники имеют, как правило, несколько вторичных каналов с различной нагрузочной способностью. Измерительная цепь в таких случаях подключается к каналу с самым большим потреблением. Стабилизация остальных каналов производится с помощью отдельных стабилизаторов или методов регулирования, основанных на взаимодействии магнитных потоков. В других случаях применяются схемы выходных фильтров, выполненных на общем для всех выходных каналов магнитопроводе. Подстройка напряжения по не основным каналам может производиться в небольшом диапазоне и при относительно малых изменениях нагрузки. При описании практических схем реализации БП вопросы стабилизации вторичных напряжений одновременно по нескольким каналам будут рассмотрены более подробно.

1.2. Принципы построения бестрансформаторных источников питания

Прежде чем перейти к обсуждению практических схем источников питания рассмотрим несколько возможных вариантов построения отдельных функциональных узлов импульсных источников питания.

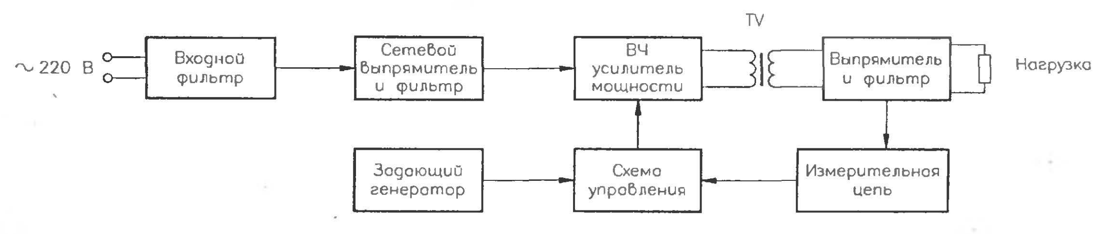


Рис. 1.2. Структурная схема регулируемого импульсного источника питания

Это позволит читателям лучше понять, почему при проектировании реальных схем предпочтение отдается тому или иному схемотехническому решению.

1.2.1. Автогенераторные каскады ВЧ преобразователей

Как видно из рисунков структурных схем ИБП (см. рис. 1.1 и 1.2) основным узлом, обязательно входящим в состав каждого подобного источника питания, является ВЧ преобразователь. Его назначение состоит в формировании на обмотке трансформатора из выпрямленного напряжения первичной сети импульсного напряжения требуемой формы. Вид получаемого импульсного напряжения определяется типом используемого трансформатора, с помощью которого происходит передача энергии в нагрузку и обеспечивается гальваническая развязка от источника первичного напряжения. Собственно группа элементов формирователя напряжения специальной формы вместе с трансформатором и составляют ВЧ преобразователь. Его параметры и надежность работы являются определяющим фактором функционирования источника питания и, конечно, блоков нагрузки. Работа всех ИБП основана на том же принципе преобразования энергии, а схемотехнические решения различаются способами подключения ВЧ трансформаторов к активной части преобразователей и методами стабилизации выходного напряжения.

В данной книге рассмотрены преобразователи напряжения первичной сети 220 В, 50 Гц с номинальной мощностью до 500 Вт, поэтому особое внимание при описании ВЧ преобразователей уделено применению высоковольтных активных компонентов – транзисторов и диодов, – элементов для фильтрации выпрямленного напряжения, а также критериям их подбора для использования в импульсных источниках питания.

В настоящее время в ИБП применяются два основных типа ВЧ преобразователей – одно- и двухтактные. Оба типа используются как в схемах с автогенератором на силовых элементах (транзисторах), так и в схемах с внешним управлением. Во втором случае силовые активные элементы работают в режиме усилителей мощности.

Пример силового каскада, выполненного по автогенераторной схеме, представлен на рис. 1.3.

Каскад выполнен на транзисторе по схеме релаксационного импульсного генератора. Схема содержит один трансформатор TV, на котором размещены все обмотки. Входное напряжение питания $U_п$ поступает на коллектор транзистора VT через первичную обмотку W1 трансформатора TV. Сигнал

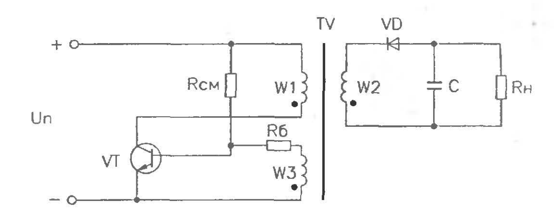


Рис. 1.3. Схема однотактного автогенераторного преобразователя с обратным включением диода

обратной связи подается на базу транзистора VT с обмотки W3. Начало каждой обмотки обозначено точкой. Ко вторичной обмотке W2 последовательно подключены выпрямительный диод VD, конденсатор C и условная нагрузка Rн. Важной особенностью выполнения однотактных преобразователей является способ подключения выпрямительного диода во вторичной цепи. Способ подключения диода, согласно рис. 1.3, называется обратным, так как диод VD открывается при закрытом транзисторе VT и закрывается при открывании транзистора VT. Ток коллектора транзистора VT при этом имеет форму, показанную на рис. 1.4.

Автогенераторный преобразователь работает следующим образом. В начальный момент времени при подаче напряжения питания $U_п$ на схему через резистор Rсм на базу транзистора VT поступает отпирающий положительный потенциал. Транзистор начинает открываться, через него и первичную обмотку W1 трансформатора TV протекает нарастающий ток, который вызывает увеличение магнитного потока в сердечнике трансформатора. При этом в обмотке обратной связи W3 наводится ЭДС самоиндукции. Обмотки W1 и W3 подключаются к элементам схемы таким образом, что наведенная в обмотке W3 ЭДС способствует отпиранию транзистора VT. Резистор Rб определяет ток, протекающий через базовый переход транзистора VT. Когда ток коллектора транзистора VT достигает максимального значения, нарастание магнитного потока в сердечнике трансформатора TV прекращается. Полярность напряжения на обмотке обратной связи W3 меняется на противоположную, и транзистор VT запирается.

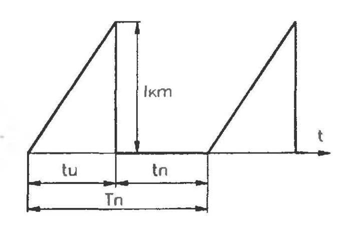


Рис. 1.4. Форма тока коллектора транзистора в схеме автогенераторного преобразователя с обратным включением диода

В зависимости от полярности подключения выпрямительного диода VD во вторичной цепи изменяется способ передачи энергии в нагрузку. В ВЧ преобразователе, собранном согласно рис. 1.3, при открытом транзисторе VT к первичной обмотке приложено напряжение $U_{п} - U_{к.нас}$. Во вторичную обмотку происходит передача импульса длительностью $t_{и}$ (см. рис. 1.4.). В этот момент положительное напряжение оказывается приложенным к закрытому диоду VD, который отключает вторичную обмотку от нагрузки.

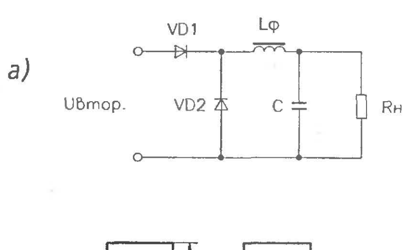
В течение времени $t_{п}$ (время паузы), то есть когда транзистор VT закрыт, полярность напряжения во всех обмотках меняется на противоположную, диод VD открывается и напряжение с обмотки W2 поступает на фильтр (конденсатор C) и нагрузку, при этом конденсатор C заряжается. Конденсатором C накапливается энергия, расходуемая во время следующего цикла, когда транзистор снова открывается, а выпрямляющий диод VD запирается. Таким образом обеспечивается протекание через нагрузку постоянного тока. Сглаживающий фильтр образуется конденсатором C и индуктивностью вторичной обмотки W2 трансформатора TV.

На рис. 1.5 представлена схема подключения нагрузки с прямым включением выпрямительного диода (рис. 1.5а) и форма коллекторного тока (рис. 1.5б), соответствующая данной схеме.

В схеме (см. рис. 1.5а) энергия передается в нагрузку синхронно с открыванием силового транзистора – интервал $t_{и}$ (см. рис. 1.5б).

Эквивалентные схемы, поясняющие процессы, протекающие в каскаде с прямым включением диода, изображены на рис. 1.6.

На рис. 1.6 транзистор представлен в виде ключа SW1, который включается и выключается в определенные моменты времени (стрелками указано направление протекания тока).



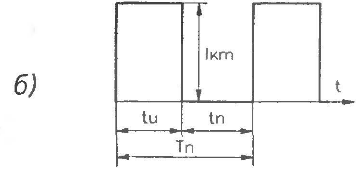


Рис. 1.5. Схема включения нагрузки с прямым включением диода (а) и форма тока коллектора транзистора преобразователя (б)

В момент открывания транзистора и передачи энергии во вторичную цепь (как показано на эквивалентной схеме рис. 1.6а, где LC фильтр и нагрузка подключены к источнику напряжения $U_{п}$) ток $I_{н}$, протекая в нагрузку Rн через дроссель Lф, входящий в состав фильтра, запасает в нем энергию. Величину накопленной энергии можно вычислить по формуле:

$$W = 0{,}5 L_{ф} I_{н}^{2} t_{и}$$

Конденсатор сглаживающего фильтра C в течение действия импульса $t_{и}$ (при замкнутом ключе SW1) заряжается до напряжения $U_{н}$.

Во время паузы $t_{п}$, когда энергия от первичного источника не подается (см. рис. 1.6б, ключ SW1 разомкнут), запасенная в дросселе Lф энергия поступает в нагрузку Rн. Замкнутый контур (протекание тока нагрузки $I_{н}$) образуется цепью из дросселя Lф (нагрузки Rн) блокирующего диода VD2.

Длительности импульсов (времени открытого состояния силового транзистора) и пауз в однотактных преобразователях определяются напряжением питания сети, индуктивными параметрами обмоток высокочастотного трансформатора и могут быть рассчитаны по формулам:

$$t_{и} = I_{k\,max} L_{1} / U_{п} \qquad (1.1)$$

$$t_{п} = I_{k\,max} L_{2} W_{1} \; / U_{н} W_{2} \qquad (1.2)$$

Из приведенных соотношений видно, что в общем случае длительности импульса $t_{и}$ и паузы $t_{п}$ не равны. В течение всего цикла работы ВЧ преобразователя через обмотки трансформатора в противоположных направлениях протекают токи, которые воздействуют на сердечник трансформатора, перемагничивая его. Так как длительности действия импульса и паузы не совпадают, не происходит и полной взаимной компенсации магнитных потоков, и сердечник постепенно намагничивается посредством наиболее длительного сигнала. Снижаются его магнитная проницаемость, уменьшается индуктивность трансформатора, эффективность работы преобразователя падает. В этом случае нужно применять либо магнитопроводы с заведомо увеличенной мощностью рассеяния, что приведет к неоправданному возрастанию габаритов источника питания, либо, что более правильно, специальные меры по устранению или компенсации эффекта подмагничивания.

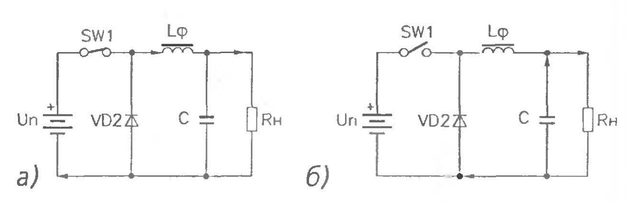


Рис. 1.6. Эквивалентные схемы вторичной цепи каскада с прямым включением диода

На практике используется несколько вариантов принудительного компенсационного подмагничивания сердечника с помощью технологических приемов или дополнительно установленных элементов. Одним из способов является выполнение сердечника трансформатора на магнитопроводе с небольшим воздушным зазором. Однако это не всегда удобно и технологично, особенно в трансформаторах на кольцевых сердечниках. В качестве элемента для дополнительного перемагничивания может служить блокировочный конденсатор, устанавливаемый параллельно первичной обмотке трансформатора. Во время паузы, когда транзистор закрывается, конденсатор постепенно разряжается через первичную обмотку трансформатора. Разрядный ток создает магнитный поток, который перемагничивает сердечник. Величина этого конденсатора должна быть такой, чтобы длительность паузы составляла не менее четверти периода колебаний контура, образованного индуктивностью первичной обмотки трансформатора L1 и емкостью блокировочного конденсатора Сбл.

В преобразователях с прямым включением диода для устранения намагничивания сердечника трансформатора может быть использована дополнительная цепь, состоящая из диода и обмотки, намотанной на тот же сердечник. Фрагмент принципиальной схемы силовой цепи такого ВЧ преобразователя представлен на рис. 1.7.

В данном случае размагничивающая обмотка включена последовательно с диодом VD3. Обязательно обратите внимание на ее подключение к элементам схемы, обозначенное точками у начала обмотки.

В момент закрывания силового транзистора часть накопленной в трансформаторе энергии возвращается в источник питания через диод VD3. Величина тока, проходящего через возвратный диод VD3, обратно пропорциональна числу витков подключенной к нему компенсационной обмотки. Поэтому для снижения импульсного тока, протекающего через этот диод, можно увеличивать число ее витков. Однако при этом должно выполняться следующее соотношение чисел витков компенсационной и коллекторной обмоток:

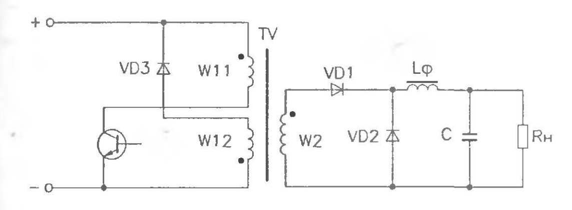


Рис. 1.7. Схема силового каскада ВЧ преобразователя с размагничивающей обмоткой силового трансформатора

$$W_{I2} / W_{I1} \leq t_n / t_u \qquad (1.3)$$

Завершая описание и сравнение схем однотактных преобразователей с прямым и обратным включением выпрямительного диода в цепи нагрузки, приведем выражение для определения величин соответственно максимального импульсного тока коллектора $I_{ки}$ силового транзистора и тока, протекающего через первичную обмотку импульсного трансформатора. Для преобразователя с прямым включением диода оно имеет вид:

$$I_{ки} = \frac{1{,}1 P_н}{U_n \gamma_{max} \eta_n} \qquad (1.4)$$

Максимальный импульсный ток транзистора для каскада с обратным включением диода рассчитывают по соотношению:

$$I_{ки} = \frac{2{,}1 P_н}{U_n \gamma_{max} \eta_n} \qquad (1.5)$$

Коэффициенты в приведенных формулах имеют следующие значения:

γ_{max} – коэффициент заполнения; определяет степень использования транзистора по току и вычисляется по формуле:

$$\gamma_{max} = \frac{t_u}{t_u + t_n} \qquad (1.6)$$

$\eta_п$ – КПД преобразователя;
$U_п$ – напряжение питания преобразователя;
$P_н$ – мощность, выделяемая в нагрузке.

Из приведенных соотношений видно, что величины токов в преобразователях отличаются практически в два раза. Это предъявляет более жесткие требования к подбору транзисторов для источника питания с обратным включением диода. Сечение провода первичной обмотки трансформатора также должно быть различным. Следует отметить, что выбросы коллекторного напряжения на силовом транзисторе с индуктивной нагрузкой (в данном случае – первичной обмоткой импульсного трансформатора) могут достигать значения $4U_п$. Для устранения перенапряжения на коллекторе транзистора в схемы вводятся дополнительные защитные (демпфирующие) цепи. Граничные параметры по максимальным значениям импульсного тока и напряжения на коллекторе транзистора являются определяющими при подборе элементов для замены неисправных.

Передача энергии в нагрузку (или ее накопление) в однотактных преобразователях производится

только в течение интервала времени $t_и$ – открытого состояния силового транзистора. Более равномерное поступление энергии обеспечивают двухтактные преобразователи. Рассмотрим принципы их функционирования на примерах автогенераторных схем с насыщающимся трансформатором питания и переключающим трансформатором.

Схема двухтактного преобразователя с насыщающимся трансформатором представлена на рис. 1.8. Силовой каскад образуют два транзистора VT1 и VT2, трансформатор TV и элементы смещения – резисторы Rсм и Rб. Обмотки трансформатора Wб1 и Wб2 включены в базовые цепи транзисторов. Коллекторы транзисторов подсоединены к положительному полюсу источника питания через обмотки Wк, что определяется только типом проводимости транзисторов, используемых в данном примере. Вторичная цепь образована двумя бифилярно намотанными обмотками W2 и W2', нагруженными на двухполупериодный выпрямитель (диоды VD1 и VD2), к которому подключены конденсатор фильтра C и условное сопротивление нагрузки Rн.

Для нормальной работы преобразователя (см. рис. 1.8) сердечник трансформатора должен быть выполнен из материала с прямоугольной петлей гистерезиса (пермаллой, термостабильный феррит). Обмотки трансформатора TV включаются таким образом, чтобы обеспечивать положительную обратную связь и поддерживать режим автоколебаний. Поэтому начала обмоток на рис. 1.8 обозначены точками.

Работа автогенератора начинается после подачи на него напряжения питания. Из-за различия характеристик транзисторов в начальный момент времени один из них начинает открываться, в данном случае пусть это будет транзистор VT1. Через транзистор VT1 и, следовательно, через обмотку Wк1 начинает протекать ток. При этом во всех обмотках трансформатора TV наводится ЭДС, полярность которой определяется направлением их намотки. Полярность ЭДС, наводимой в обмотках Wб1 и Wк1 совпадает, и наведенная в обмотке Wб1 ЭДС полностью открывает транзистор VT1. Транзистор VT2 при этом закрывается. Данный процесс продолжается до насыщения сердечника, после чего наведенная в обмотках ЭДС уменьшается до нуля и меняет свою полярность. Теперь закрывается транзистор VT1, а VT2 начинает открываться. Процесс продолжается до момента, когда VT2 полностью откроется, а VT1 – закроется, после чего цикл повторяется. Таким образом, напряжение питания поочередно оказывается приложенным то к обмотке Wк1, то к Wк2. На вторичной обмотке трансформатора формируется переменный сигнал из прямоугольных импульсов, которые после выпрямления поступают в нагрузку. При открытом транзисторе VT1 полярность вторичного напряжения должна быть такова, чтобы диод VD2 оказывался смещенным в прямом направлении, а диод VD1 – в обратном. Через диод VD2 протекает ток, которым заряжается конденсатор фильтра C. После закрытия транзистора VT1 и открытия VT2 на вторичной обмотке полярность напряжения меняется и в этом случае диоды выпрямителя VD1 и VD2 также меняют свое состояние на противоположное. Диод VD2 оказывается запертым, а диод VD1 – открытым. Теперь конденсатор заряжается током, протекающим через диод VD1. Таким образом, при использовании двухтактного преобразователя и двухполупериодного выпрямителя поступление энергии во вторичную цепь происходит равномерно в течение всего цикла работы преобразователя.

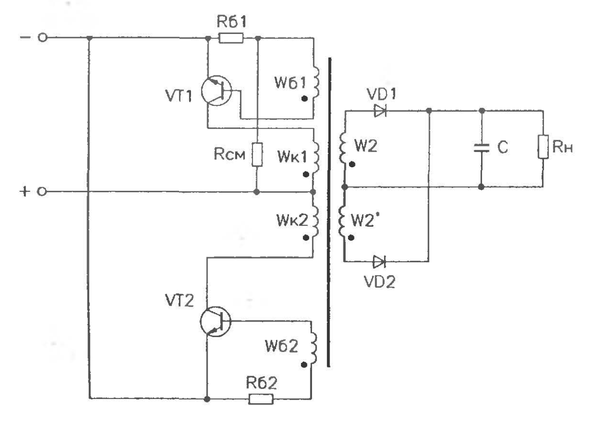


Рис. 1.8. Схема двухтактного преобразователя с насыщающимся трансформатором

Частота коммутации транзисторов преобразователя определяется выражением:

$$f_п = \frac{(U_п - U_{кэ\,нас})}{4B_s W_к S_c k_c} 10^4 \qquad (1.7)$$

в котором:

B_s – индукция насыщения материала сердечника трансформатора;

Wк – число витков в коллекторной обмотке;

S_c – сечение магнитопровода;

k_c – коэффициент заполнения сердечника магнитным материалом, значение которого определяется типом материала сердечника (его величина лежит в диапазоне 0,83–1,0);

$U_п$ – напряжение питания преобразователя;

$U_{кэ\,нас}$ – напряжение насыщения силового транзистора.

В выражении (1.7) присутствует параметр Wк, это предполагает, что индуктивные характеристики

полуобмоток Wк1 и Wк2 одинаковы. Если это условие не будет выполняться, то длительности открытого состояния каждого из транзисторов будут разными. Нарушится принцип симметричного перемагничивания сердечника, и начнется постепенное его намагничивание. Если этот процесс будет продолжаться, то произойдет насыщение материала магнитопровода. Индуктивное сопротивление обмоток трансформатора значительно снизится, ток, проходящий через транзисторы, будет неконтролируемо увеличиваться, что приведет к выходу их из строя.

Важным условием повышения КПД преобразователя любого типа и обеспечения необходимого теплового режима является обеспечение максимальной скорости переключения транзисторов. В идеальной схеме силовые транзисторы преобразователя находятся в двух состояниях: насыщения и отсечки (полностью закрыты). В первом случае через транзистор протекает максимальный ток, но напряжение на нем равно минимально возможному – напряжению насыщения, поэтому мощность на транзисторе выделяется минимальная. В состоянии отсечки ток через транзистор не протекает, а напряжение на нем равно напряжению источника питания. Мощность и во втором случае минимальная. Однако в реальных условиях переход транзистора из одного состояния в другое занимает определенное время, в течение которого транзистор находится в промежуточных состояниях. Чем больше времени занимает переходный процесс, тем больше тепловой энергии рассеивается на транзисторе. Для снижения длительностей коммутационных фронтов импульсов параллельно резисторам Rб устанавливаются форсирующие конденсаторы Сб. Для выбора номинала емкостей этих конденсаторов следует руководствоваться следующим условием:

$$C_б \leq T_п / 2R_б \qquad (1.8)$$

Еще одним фактором, оказывающим большое влияние на работу преобразователя, являются инерционные свойства диодов, установленных в выпрямителе вторичной цепи. Эти свойства характеризуются временем рассасывания избыточных носителей заряда и временем восстановления обратного сопротивления. У диодов, используемых в выпрямителях импульсных преобразователей, значения этих параметров должны иметь минимальную величину (порядка нескольких наносекунд). Такими параметрами могут обладать высокочастотные или импульсные безинерционные диоды. В рабочем режиме диоды выпрямителя (см. рис. 1.8) находятся в открытом состоянии попеременно. В момент переключения оба диода на некоторое время оказываются в открытом состоянии, так как один из них начинает закрываться, а второй только открывается. Следовательно, во время переходного процесса переключения, длительность которого и определяется инерционными свойствами диодов, вторичная обмотка на короткий промежуток времени закорачивается этими диодами. Это приводит к возрастанию коллекторного тока из-за кратковременного возрастания нагрузки, перегреву транзисторов и искажению формы фронта импульсного напряжения, увеличивая его длительность. Воздействие инерционных свойств диодов на силовые транзисторы заключается в том, что транзисторы некоторое время оказываются одновременно открытыми и через них протекают сквозные токи. Это вызывает дополнительные потери мощности и может быть причиной пробоя транзистора.

Конденсатор емкостного фильтра С, установленный в нагрузочной цепи, во время коммутационных процессов разряжается не только через нагрузочную цепь, но и через вторичную обмотку трансформатора. В эти моменты пульсации выходного напряжения вторичной цепи существенно возрастают. Величина емкости сглаживающего фильтра определяется допустимым уровнем пульсаций напряжения на нагрузки и может быть вычислена по формуле:

$$C = \frac{I_0 U_2^2 t_{р.д}}{U_0 U_{пр} U_{о\sim} t_ф} \qquad (1.9)$$

в которой:

I_0 – номинальный выходной ток;
U_0 – номинальное выходное напряжение;
U_2 – действующее напряжение вторичной обмотки трансформатора;
$U_{пр}$ – постоянное прямое напряжение на диоде;
$U_{о\sim}$ – допустимое напряжение пульсаций;
$t_{р.д}$ – время рассасывания заряда выпрямительного диода;
$t_ф$ – длительность фронта импульсного сигнала.

Как видно из выражения (1.9), величина емкости конденсатора сглаживающего фильтра обратно пропорциональна длительности фронта импульса $t_ф$. Следовательно, уменьшая эту величину при заданном уровне пульсаций, получим возможность применять конденсаторы меньшей емкости, снизить массу и габариты источника питания. Одним из способов повышения эффективности этого параметра является применение в схеме автогенератора с насыщающимся трансформатором единого базового резистора Rб. Вариант схемы автогенератора с таким резистором представлен на рис. 1.9.

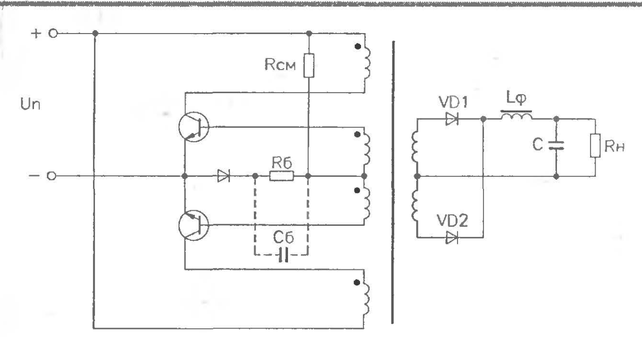


Рис. 1.9. Схема автогенератора с общим резистором в цепи базы

Пунктирными линиями на схеме показано возможное подключение дополнительного форсирующего конденсатора Сб, номинал которого определяется соотношением (1.8). Значительное увеличение емкости конденсатора Сб может привести к задержке переключения транзисторов с образованием паузы при переходе импульсного переменного напряжения через нулевое значение. Это может быть вызвано тем, что при малых напряжениях на базовых обмотках к базе каждого транзистора будет приложено небольшое запирающее смещение.

Для снижения пульсаций выходного напряжения в фильтре вторичной цепи может использоваться дроссель Lф, но применение индуктивных элементов во вторичных цепях автогенераторных схем имеет свои особенности. Дело в том, что выпрямленный ток, протекающий через дроссель фильтра во время коммутации транзисторов и смены полярности импульсного напряжения, не может измениться мгновенно, сохраняя свое значение некоторое время практически постоянным. Этот фактор оказывает дополнительное негативное влияние на процесс переключения. Если в выпрямителе установлены диоды с большим временем рассасывания зарядов, то при смене полярности импульсного напряжения оба диода на какой-то промежуток времени оказываются открытыми, замыкая накоротко вторичную обмотку трансформатора. Во вторичной цепи происходит мгновенное увеличение нагрузки, в результате чего снизится приведенное к первичной обмотке сопротивление, что приведет к нарушению условия возникновения автоколебаний. В колебательном процессе может возникнуть пауза, а на нагрузке произойдет увеличение амплитуды пульсаций. Интервал восстановления условий автоколебаний будет зависеть от времени восстановления обратного сопротивления диодов и уменьшения тока через дроссель фильтра. Таким образом, если в выпрямителе будет установлен дроссель большой индуктивности, это может привести к срыву колебаний автогенератора.

Установка в выпрямителе безинерционных диодов значительно сокращает время протекания переходного процесса, в этом случае дроссель увеличивает вносимое эквивалентное сопротивление. Но рекомендации, приводимые в литературе, указывают на желательное использование чисто емкостных фильтров во избежание нежелательного влияния на работу автогенератора.

Преобразователи с насыщающимся трансформатором находят применение в устройствах с частотами генерации 20–50 кГц. Основным недостатком этих преобразователей является наличие всплесков тока коллектора в момент выключения транзисторов, что приводит к увеличению потерь и неполному использованию транзисторов по току. В этом отношении лучшие характеристики имеют преобразователи автогенераторного типа, построенные на основе переключающего трансформатора. Они работают в линейной области кривой намагничивания магнитопровода трансформатора.

Схема преобразователя с переключающим трансформатором представлена на рис. 1.10.

В отличие от всех схем, приведенных выше, преобразователь, показанный на рис. 1.10, наряду с силовым трансформатором TV1 содержит дополнительный трансформатор управления TV2. Диоды VD1 и VD2, подключенные к базовым переходам транзисторов, выполняют защитные функции, ограничивая напряжение перехода база-эмиттер $U_{бэ}$. Трансформатор TV1 работает без захода рабочей точки в область насыщения. Управление коммутацией силовых транзисторов осуществляется переключающим трансформатором TV2. Резистор Roc, установленный в цепи обмотки обратной связи, предназначен для снижения бросков коллекторного тока при коммутации силовых транзисторов. Когда происходит насыщение магнитопровода трансформатора TV2, падение напряжения на резисторе Roc

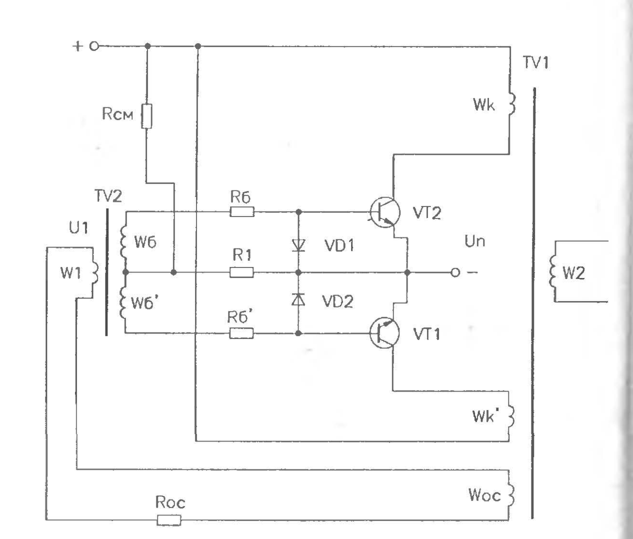


Рис. 1.10. Схема преобразователя с переключающим трансформатором

резко возрастает, базовый ток открытого транзистора уменьшается, и он начинает переходить в активный режим, вызывая начало переключения транзисторов автогенератора. Частота переключения транзисторов автогенератора определяется параметрами трансформатора TV2 и может быть вычислена по формуле:

$$f_n = \frac{U_1 10^4}{4 B_s W_1 S_c k_c} \qquad (1.10)$$

в которой

U_1 – напряжение на обмотке W1;
W1 – число витков обмотки W1.

Значение остальных коэффициентов аналогично приведенным для выражения (1.7), только их значения должны соответствовать параметрам магнитопровода трансформатора TV2. Величина резистора Rос влияет на значение напряжения U_1 обмотки W1 переключающего трансформатора TV2, поэтому изменением номинала резистора Rос в небольших пределах можно корректировать рабочую частоту преобразователя. Номинал резистора Rос определяется из следующего соотношения:

$$R_{oc} = (3 \div 5) n_1^2 \frac{U_n}{I_{кэ\ нас}} \qquad (1.11)$$

где

$n_1 = W_2/W_k$ – коэффициент трансформации силового трансформатора TV1.

Для обеспечения постоянного тока базы транзистора в течение всей длительности импульса переключающий трансформатор изготавливается на магнитопроводе с малым током намагничивания, а в базовые цепи включаются токоограничивающие резисторы Rб. Мощность переключающего трансформатора определяется максимальным током базы транзистора и напряжением на его вторичных (базовых) обмотках.

Реализация двухтактных автогенераторных схем предъявляет определенные требования к параметрам применяемых силовых транзисторов. Транзисторы должны быть однотипными и с максимально близкими параметрами. Так, большое различие коэффициентов передачи тока эмиттера $h_{21э}$ у транзисторов VT1 и VT2 может вызвать значительную асимметрию длительностей полупериодов импульсного переменного напряжения и подмагничивание выходного трансформатора TV1. Если сердечник трансформатора имеет прямоугольную петлю гистерезиса, то он постепенно перейдет в состояние насыщения. Во время коммутации тока на транзисторе с большим коэффициентом усиления будет наблюдаться всплеск коллекторного тока. На таком транзисторе будет рассеиваться больше тепловой энергии, чем на втором.

Во избежание насыщения сердечника магнитопровода выходного трансформатора TV1, он должен выполняться из материала с непрямоугольной петлей гистерезиса. Дополнительное симметрирование работы транзисторного каскада можно произвести подстройкой номиналов базовых резисторов Rб.

Заканчивая рассмотрение автогенераторных преобразователей напряжения, следует уделить внимание достоинствам и недостаткам их применения.

К неоспоримым достоинствам, представленных одно- и двухтактных схем можно отнести их относительную простоту и небольшое количество элементов для реализации силовой части. Применение таких схем рекомендуется в устройствах с потребляемой мощностью 30–40 Вт.

В заключение приведем наиболее существенные недостатки описанных выше вариантов автогенераторных высокочастотных преобразователей напряжения, ограничивающие их применение. К ним относятся:

- сложность получения симметричной формы импульсного сигнала и как следствие подмагничивание силового трансформатора, что ограничивает выходную мощность преобразователя;
- необходимость использования транзисторов с большим запасом по максимальным току и напряжению из-за возможных скачков тока и напряжения во время коммутационных процессов;
- помехи, возникающие во время коммутационных процессов, требуют тщательной дополнительной фильтрации, что может ограничивать их применение при работе с аналоговыми цепями;
- большая зависимость частоты автогенерации от параметров элементов схемы, первичного напряжения питания и температуры;
- возможная нестабильность работы при изменении нагрузки и критичность к параметрам цепи фильтрации вторичного напряжения (более подробное описание приведено в примере преобразователя с насыщающимся трансформатором);
- невозможность удовлетворительной регулировки уровня напряжения вторичной цепи прямым воздействием на автогенераторный каскад. Необходимость установки стабилизаторов во вторичной цепи и в этом случае существенное снижение КПД;
- трудность тестирования силового каскада преобразователя при проведении ремонтных работ.

Последний фактор имеет немаловажное значение. Режимы автогенератора рассчитываются с учетом реальных условий его функционирования и жестко от них зависят. Оценка и анализ отказа, особенно связанного с силовым каскадом, может

проводиться только при отключенном напряжении питания. Безопасное включение сетевого преобразователя (с первичным питанием от 220 В) на пониженное напряжение в «щадящем» режиме для тестирования может оказаться бессмысленным, так как условия самовозбуждения не будут выполнены и преобразователь не запустится. Если произведенная замена неисправных элементов окажется неправильной или неполной, может произойти повторный отказ, и в результате выйдут из строя новые элементы. Ремонт таких источников требует особого внимания, предварительной подготовки и тщательного всестороннего анализа возникшей проблемы.

Перечисленные недостатки описанных выше преобразователей накладывают серьезные ограничения на их применение. В настоящее время более широко используются источники питания, структурная схема которых соответствует приведенной на рис. 1.2. Такие источники питания частично лишены недостатков, свойственных автогенераторным преобразователям. Они выгодно отличаются существенно большей экономичностью, предсказуемостью параметров, удобнее при проведении ремонтных и диагностических работ (эти вопросы будут подробно рассмотрены при описании методов поиска неисправностей в реальных схемах).

В значительной степени сложность и экономичность схемы источника питания зависит от выбранного способа управления силовым каскадом и методов стабилизации вторичных напряжений. Рассмотрим несколько возможных вариантов решения этих проблем.

1.2.2. Методы стабилизации напряжения в импульсных преобразователях напряжения

Как отмечалось выше, одним из основных преимуществ ИБП является возможность преобразования первичной электрической энергии с более высоким КПД по сравнению с обычными трансформаторными источниками питания. Чаще всего это достигается за счет стабилизации выходного напряжения воздействием на процесс функционирования силового усилительного каскада преобразователя напряжения. Только в многоканальных ИБП с различными нагрузочными возможностями каналов при необходимости применяются дополнительные линейные или импульсные стабилизаторы вторичного напряжения.

Для стабилизации величины выходного напряжения используются методы регулирования количества энергии, поступающей во вторичную цепь. Основными среди них являются: ШИМ, ЧИМ и релейная стабилизация напряжения. Эти методы отличаются способами воздействия на силовой (усилительный) каскад высокочастотного преобразователя, активные элементы которого работают в ключевом режиме. Как правило, система управления выполняется на маломощных компонентах, представляющих собой комбинацию аналоговых и цифровых элементов. Согласно рис. 1.2 узел регулирования состоит из:

- измерительной цепи, определяющей отклонение реальной величины напряжения нагрузки от номинального значения;
- схемы управления – формирователя конечной формы ВЧ сигнала, непосредственно воздействующего на силовые элементы преобразователя. В состав этого узла включены элементы, которые согласуют уровни сигналов и нагрузочную способность каскадов;
- задающего генератора – маломощная схема формирования колебаний с базовыми характеристиками, которые подвергаются изменениям в схеме управления.

Принцип действия ШИМ стабилизации заключается в изменении длительности импульсов, усиливаемых силовым каскадом, без коррекции собственно частоты колебаний и их амплитуды. Длительность импульсов, формируемых схемой управления, должна быть обратно пропорциональна величине напряжения на нагрузке. Процесс стабилизации вторичного напряжения с помощью ШИМ представлен на рис. 1.11а. Кривая $U_н$ отражает изменение напряжения на нагрузке при отсутствии стабилизации. Характер изменения длительности импульсов в зависимости от $U_н$ показан на графике $U_{м(t)}$, временная шкала содержит отметки кратные T – условному периоду следования импульсов.

В отличие от предыдущего способа, ЧИМ стабилизация характеризуется модификацией частоты управляющего сигнала при постоянной длительности импульсов. На качественной диаграмме отработки частотным модулятором изменения напряжения $U_н$, приведенной на рис. 1.11б, показано изменение частоты импульсов, обратно пропорциональное значению $U_н$.

В релейной системе стабилизации цепи управления отслеживают изменения напряжения на нагрузке и, когда его значение выходит за пределы допустимой зоны стабилизации, производится формирование импульсов, при воздействии которых и происходит «подкачка» энергии в цепь нагрузки. На рис. 1.11в изменением управляющего импульсного сигнала $U_{м(t)}$ изображено регулирование уровня напряжения на нагрузке $U_н$. Уровнями $U_{пор.1}$ и $U_{пор.2}$ задан диапазон, в рамках которого должно находиться $U_н$. Генерация импульса начинается в момент понижения $U_н$

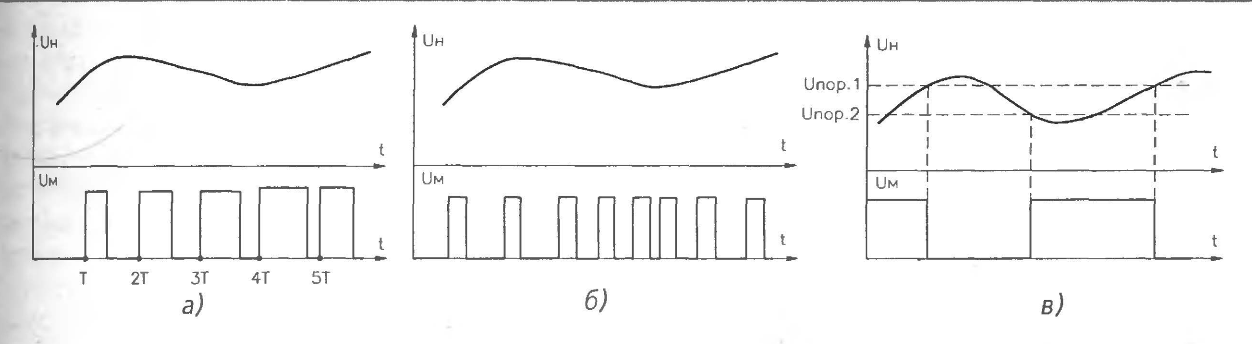


Рис. 1.11. Графическая иллюстрация работы стабилизаторов вторичного напряжения: а – с ШИМ, б – с ЧИМ, в – релейная стабилизация

ниже уровня $U_{пор.2}$, а прекращается при его возрастании более установленного $U_{пор.1}$. Как видно из рисунка, частота следования импульсов и их длительность варьируется в широких пределах и определяется свойствами нагрузки.

Диаграммы показывают качественную сторону регулирования и не отражают реальную картину процессов с учетом задержек срабатывания схем и погрешностей измерений.

Способ ШИМ стабилизации, несмотря на некоторое схемотехническое усложнения узла по сравнению с двумя другими методами, нашел наиболее широкое применение на практике. Поэтому этот метод стабилизации вторичного напряжения будет рассмотрен наиболее подробно. ШИМ регуляторы имеют следующие преимущества:

- обеспечение высокого КПД и поддержание основной частоты преобразования независимо от изменения напряжения первичного питания и величины нагрузки. При этом частота пульсаций на нагрузке имеет постоянное значение, что важно при проектировании и использовании фильтров с расчетными характеристиками и может быть критичным для нагрузок с различным характером входного сопротивления;
- возможность применения цепей синхронизации частоты с внешним задающим генератором, обладающим заданными параметрами.

Все магнитопроводы имеют определенные ограничения по частотным характеристикам, поэтому стабильность частоты ШИМ преобразователя позволяет наиболее правильно выбирать материал сердечника для них и эффективно использовать их возможности.

Структурная схема ШИМ регулятора и его подключение к каскадам ПН представлена на рис. 1.12.

Напряжение на нагрузке в общем случае может быть произвольным, и поэтому устройство сравнения подключается к ней через делитель напряжения. Кроме того, предполагается, что напряжение на нагрузке находится в пределах, определяемых диапазоном регулировки, и во время работы в ней не возникает нештатной ситуации (короткое замыкание и т.п.). Устройство сравнения вырабатывает сигнал рассогласования, знак которого определяется соотношением сравниваемых входных сигналов – опорного напряжения и напряжения с выхода делителя напряжения. После необходимого усиления сигнал рассогласования $U_р$ и сигнал специальной формы $U_ф$, выдаваемый формирователем опорного сигнала, подаются на второе устройство сравнения и компаратор напряжения. Компаратор выполняет квантование входного сигнала рассогласования. После компаратора сигнал управления $U_и$ приобретает форму импульсов с заданными частотой и длительностью. Устройство согласования выполняет

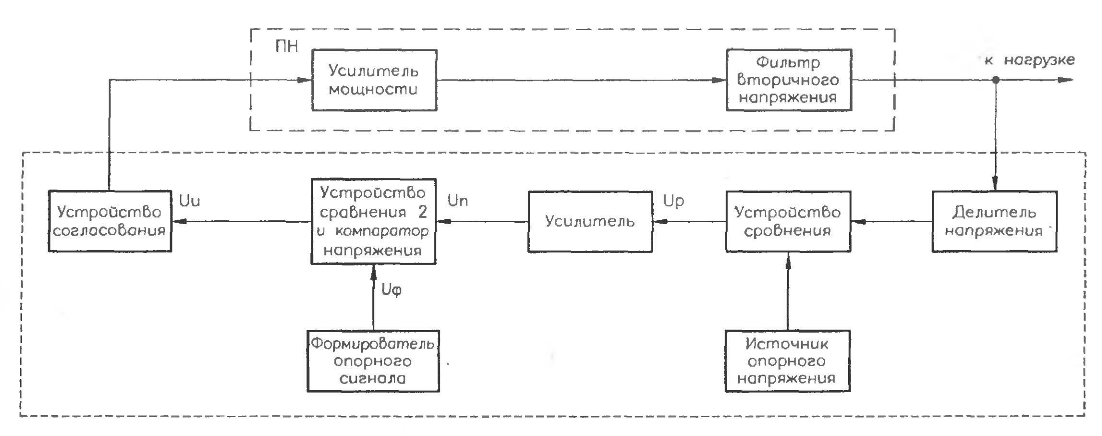


Рис. 1.12. Структурная схема ШИМ регулятора

усиление импульсного сигнала управления до уровня и мощности, необходимой для возбуждения усилителя мощности. Временное положение выходных импульсов компаратора относительно сигнала специальной формы зависит от выбранного метода формирования последнего.

Формирователь сигналов специальной формы может генерировать три вида сигналов заданной частоты: треугольной формы (рис. 1.13а), прямой пилы (положительное нарастание напряжения) (рис. 1.13б) и обратной пилы (рис. 1.13в).

На устройстве сравнения 2 проводится сопоставление текущих значений усиленного сигнала рассогласования $U_р$ и сигнала специальной формы $U_ф$. Из рис. 1.13а видно, что при совпадении величин этих сигналов происходит срабатывание компаратора. Импульс положительного напряжения на его выходе появляется в момент превышения напряжением $U_ф$ текущего значения $U_р$. На диаграмме для напряжения управления $U_и$ видно, что формирование импульсного напряжения на выходе компаратора происходит с некоторым запаздываем по времени и уровню, что отражает реальную картину процессов в ШИМ регуляторе. Фронт (начало) импульса появляется, когда результирующее напряжение сравнения $U_{ср}$ совпадает с некоторым значением напряжения Δ. Спад (окончание) импульса формируется при значении $U_{ср}$, равном –Δ. Этот эффект называют гистерезисом. Параметры гистерезиса зависят от скорости изменения напряжения $U_{ср}$, а инерционность срабатывания элементов определяется временем рассасывания неосновных носителей в полупроводниковых приборах. В случае генерации сигнала треугольной формы сформированная импульсная последовательность имеет некоторое отклонение от частоты исходного сигнала специальной формы. В данном случае происходит модуляция импульсной последовательности как по длительности импульса, так и по частоте его следования.

На рис. 1.13б представлены временные диаграммы работы ШИМ регулятора, формирующего управляющую последовательность с модуляцией положения фронта импульса. В данном случае производится генерация пилообразного сигнала с положительным нарастанием напряжения. Фронт импульса (с учетом гистерезиса) начинает формироваться при

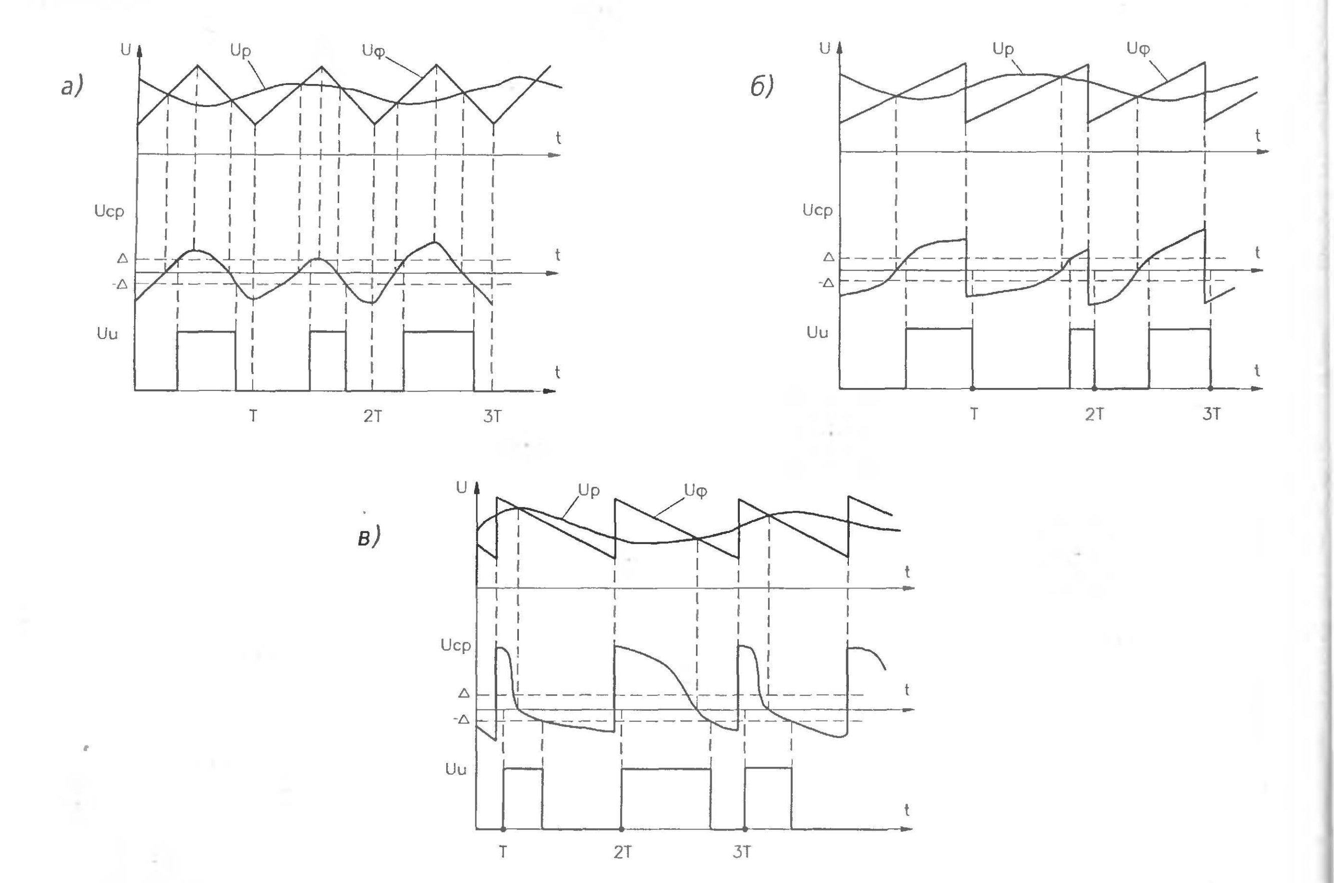


Рис. 1.13. Формирование импульсов ШИМ регулятором при различных видах сигналов специальной формы: а – треугольный сигнал; б – прямой пилы; в – обратной пилы

совпадении напряжений U_p и $U_ф$ на участке линейного нарастания последнего. Спад импульса жестко синхронизирован со спадом пилообразного напряжения. На нижней диаграмме рисунка показано, что спады импульсов следуют через одинаковые промежутки времени, равные периоду T пилообразного сигнала.

Использование генератора, формирующего пилообразный сигнал с линейным спадом пилообразного напряжения, приведено на рис. 1.13в. Видно, что фронт импульса появляется в момент скачкообразного изменения пилообразного сигнала. Спад импульса сформирован при равенстве напряжений U_p и $U_ф$, когда $U_ф$ находится в интервале линейного спада. Таким образом, модуляция длительности импульса производится по его спаду. Фронты импульсов отстоят друг от друга на одинаковые промежутки времени, равные периоду T колебаний обратного пилообразного сигнала.

Структурная схема формирователя, реализующего принцип ШИМ управления согласно рис. 1.13б, изображена на рис. 1.14.

Основные узлы формирователя ШИМ сигнала (см. рис. 1.14) могут быть выполнены как на дискретных компонентах, так и содержаться в одной интегральной микросхеме. Формирователь ШИМ включает в себя следующие элементы: генератор, ФПН, ИОН, линейные усилители DA1 – DA3, компаратор напряжения DA4, развязывающие диоды VD1 и VD2, делитель частоты на два DD1, цифровые логические элементы DD2.1 – DD2.2, каскад сопряжения с силовой частью преобразователя напряжения КС. Обычно в схему ШИМ регулятора включен каскад для защиты преобразователя от короткого замыкания в нагрузке, для упрощения не показанный на рис. 1.14.

Буферный усилитель DA3 своими входами – вход 3 и вход 4 – подключается к выходной точке канала вторичного напряжения. Вместе с функциями буферизации этот усилитель нормирует уровень

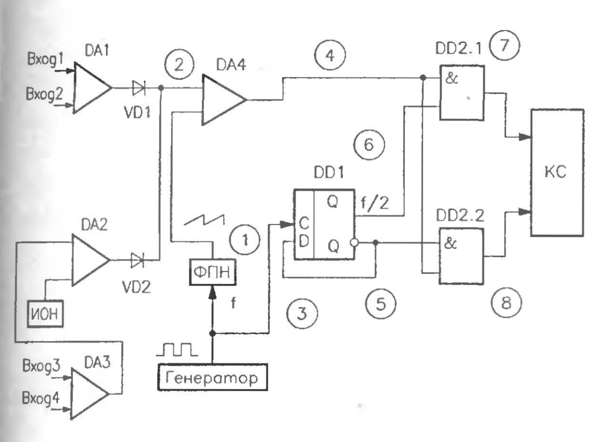


Рис. 1.14. Структурная схема формирователя ШИМ сигнала управления

регулируемого напряжения (то есть выполняет функции делителя напряжения, приведенного на рис. 1.12) для возможности сопоставления его величины с номиналом источника опорного напряжения. Сравнение этих значений напряжения и выработка сигнала рассогласования производится усилителем DA2. Сигнал рассогласования через диод развязки VD2 подается на один из входов компаратора DA4. На второй вход компаратора поступает пилообразное напряжение, сформированное каскадом ФПН. Запуск каскада ФПН (начало линейного нарастания напряжения) и одновременный сброс процесса предыдущего периода происходит в момент прихода на него фронта импульса, вырабатываемого генератором. Генератор вырабатывает последовательность импульсов с относительно стабильными частотными характеристиками. Этим заканчивается работа ШИМ регулятора на уровне обработки аналоговых сигналов. Дальнейшее формирование ШИМ сигнала происходит цифровыми способами, при которых все активные элементы, включая и дискретные из КС, функционируют в ключевых режимах.

После отработки компаратором DA4 входных воздействий на его выходе появляется последовательность импульсов, синхронных с частотой пилообразного напряжения, но с модулированной длительностью самого импульса – цифровой ШИМ сигнал. Эта последовательность поступает на входы цифровых элементов DD2.1, DD2.2, выполняющих логическую функцию И (схема совпадения по высокому логическому уровню). На второй вход каждого из элементов схемы DD2 подается последовательность импульсов, частота которых в два раза ниже исходных, формируемых генератором. Понижение частоты в два раза происходит на элементе DD1 – D-триггере, включенном в режиме деления исходной частоты. Изменение состояния выходов триггера происходит при поступлении на его счетный вход C фронта импульса, формируемого генератором. На выходах триггера Q (прямой выход) и –Q (инверсный выход) в каждый момент времени сигналы противофазны. В моменты совпадения высоких уровней сигналов от компаратора и сигналов от делителя частоты (триггера) на входах элементов DD2 и на их выходах появляются импульсы высокого уровня. Периодичность импульсов на выходе каждого из элементов DD2 совпадает с периодом исходной частоты генератора деленной на два. Графически процесс работы ШИМ регулятора показан в виде диаграмм на рис. 1.15. Точки на схеме (см. рис. 1.14), для которых приведены эпюры напряжений, отмечены цифрами в кружочках. Для наглядности на второй диаграмме (см. рис. 1.15) кривые напряжений для точек 1 (пилообразное напряжение) и 2 (напряжение на выходе буферного усилителя DA1) совмещены.

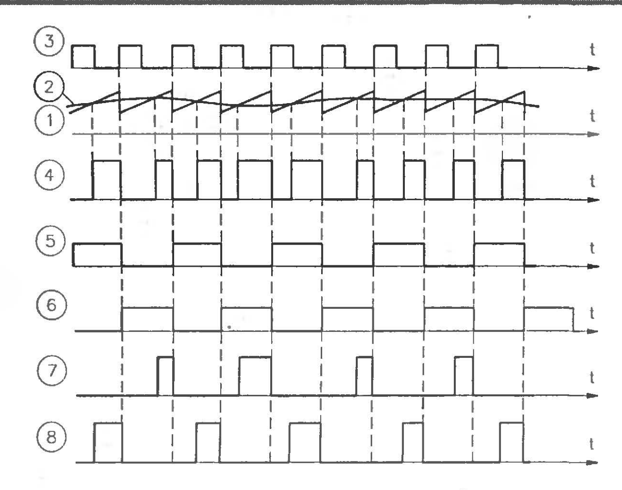


Рис. 1.15. Диаграммы напряжений схемы ШИМ регулятора

Работа данного ШИМ регулятора осуществляется следующим образом: на каскад согласования КС от каждого из элементов схемы DD2 поступают две сдвинутые по времени последовательности импульсов. Это обусловлено спецификой построения силового каскада преобразователя напряжения. Длительность импульсов в каждой последовательности находится в обратно пропорциональной зависимости от текущей величины напряжения вторичной цепи (на нагрузке). Силовой каскад преобразователя находится в активном состоянии (передачи энергии) в нагрузку в течение действия на него модулированных по длительности импульсов. Так происходит регулировка выходного напряжения для поддержания его уровня в заданных пределах.

Усилительный каскад DA1 предусмотрен для отключения (блокировки) схемы ШИМ регулятора во время резкого возрастания потребления тока в нагрузке. Входы схемы DA1 подключаются к датчику тока, установленному в цепи нагрузки. Пока разность потенциалов на входах DA1 не превышает заданной величины, то есть ток потребления нагрузки не выходит за верхнюю допустимую границу, ШИМ регулятор работает в обычном режиме. В момент возрастания тока нагрузки выше установленного предела на выходе DA1 напряжение повышается до величины, достаточной для открывания диода VD1. На катоде VD1 создается положительное напряжение, закрывающее диод VD2. Сигнал рассогласования, поступающий от усилителя ошибки DA2 на вход компаратора DA4, шунтируется. Напряжение, установленное на входе компаратора, вызывает резкое сужение импульсов, поступающих от него на цифровые схемы DD2.1 и DD2.2. Силовая часть преобразователя переходит в защищенный режим работы, принудительно ограничивая уровень энергии, передаваемой на КС. ШИМ регулятор автоматически восстанавливает работоспособность после устранения перегрузки по выходу.

1.2.3. Основные схемы транзисторных усилителей мощности

Выше на примерах построения автогенераторных схем были представлены силовые каскады транзисторных ИБП, также подробно описаны режимы работы элементов и приведены расчетные соотношения для компонентов, входящих в состав однотактных силовых каскадов. Основные положения по структуре каскадов, схемам включения силовых активных и индуктивных элементов справедливы и для случаев их использования в качестве усилителей мощности, то есть основных узлов для преобразователей напряжения с внешним управлением.

В заключение рассмотрим схему так называемого полумостового усилителя, широко применяющегося в импульсных источниках питания мощностью до 500 Вт. Упрощенная схема полумостового усилителя мощности представлена на рис. 1.16.

На рис. 1.16 представлены два силовых транзистора VT1 иVT2 и два конденсатора C1 и C2, образующие мостовую схему. В диагональ моста, между точкой соединения конденсаторов C1, C2 и точкой соединения эмиттера VT1 и коллектора VT2, подключается первичная обмотка трансформатора TV.

Действие схемы основано на поочередном открывании транзисторов VT1 и VT2, которые работают в ключевом режиме. Вывод первичной обмотки трансформатора TV, соединенный с транзисторами, попеременно подключается то к положительному полюсу первичного источника питания (VT1 открыт, VT2 закрыт), то к отрицательному полюсу (VT2 открыт, VT1 закрыт). В первом случае ток протекает через транзистор VT1 – обмотку трансформатора TV – конденсатор C2. Во втором случае – через конденсатор C1 – обмотку трансформатора TV – транзистор VT2. Таким образом, в каждом цикле работы преобразователя через первичную обмотку трансформатора TV протекает ток как в прямом, так и обратном направлениях. При одинаковых временных интервалах открывания каждого из транзисторов и равенстве емкостей конденсаторов

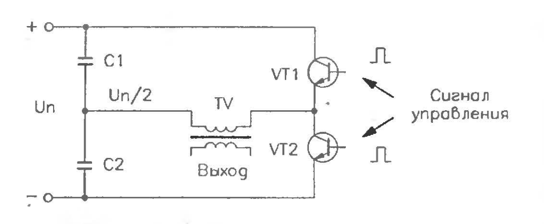


Рис. 1.16. Схема полумостового усилителя мощности

С1 и С2 в точке их соединения устанавливается напряжение, равное половине напряжения питания – $U_{п/2}$. Переменное напряжение на первичной обмотке TV представляет собой импульсы прямоугольной формы, амплитуда которых близка к значению $U_{п/2}$. Полный размах импульсного напряжения на этой обмотке равен напряжению первичного источника питания.

Последовательность открывания транзисторов устанавливается внешней схемой управления, примером которой может служить ШИМ регулятор, выполненный в соответствии со схемами, приведенными на рис. 1.12 и рис. 1.14. Импульсные сигналы, эпюры напряжений которых показаны на двух нижних диаграммах рис. 1.15, могут быть поданы на базовые цепи транзисторов VT1 и VT2 для управления работой этого усилителя мощности. Если абстрагироваться от задачи регулирования вторичного напряжения, то основным назначением схемы управления является формирование корректных сигналов, исключающих протекание сквозных токов через транзисторы VT1 и VT2, и обеспечение симметрии выходного импульсного напряжения. Симметрирование работы силовых транзисторов благоприятно отражается на их тепловом режиме. Максимальное напряжение коллектор-эмиттер каждого из транзисторов в схеме полумостового усилителя равно напряжению питания $U_п$.

Амплитуду импульсного тока при заданной выходной мощности в нагрузке $P_н$ можно рассчитать по формуле:

$$I_{ku} = \frac{2{,}2P_н}{U_{o\,min}\gamma_{max}\eta_u} \qquad (1.12)$$

где:

U_{omin} – минимальное значение напряжения питания силового каскада преобразователя;

γ_{max} – коэффициент заполнения, который рассчитывается по формуле (1.6);

$\eta_и$ – КПД источника питания.

Таким образом, амплитудное значение импульсного тока, протекающего через транзисторы VT1 и VT2, сопоставимо с аналогичным параметром для однотактного каскада с обратным включением диода.

Схема, показанная на рис. 1.16, предполагает питание постоянным или выпрямленным и отфильтрованным напряжением. В качестве конденсаторов для С1 и С2 необходимо применять лакопленочные или бумажные конденсаторы, рассчитанные на применение в диапазоне частот работы высокочастотного преобразователя, при значительном напряжении пульсаций на них. Минимальное значение емкости конденсаторов для двухтактного полумостового усилителя мощности определяется по формуле:

$$C_1 = C_2 = \frac{0{,}2I_{ku}}{F_n U_{c\sim}} \qquad (1.13)$$

в которой:

$F_п$ – частота преобразования;

$U_{c\sim}$ – допустимый уровень пульсаций на конденсаторах С1 и С2 с частотой преобразования.

Представленная в настоящем разделе схема имеет ряд неоспоримых достоинств. Основным считается способ включения трансформатора TV в силовую цепь, при котором исключается насыщение его сердечника вследствие разбросов по длительности и амплитуде воздействующих на него импульсов разной полярности. Используя схему внешнего управления, можно исключить протекание сквозных токов через транзисторы. Активные элементы, применяемые в полумостовом усилителе, могут иметь значительно низкие предельные параметры по напряжению, чем полупроводниковые приборы, используемые в однотактных каскадах.

ГЛАВА 2

ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ КОНСТРУКТИВА АТХ ФИРМЫ DTK

С момента появления системных блоков персональных компьютеров они практически все комплектовались импульсными источниками питания, построенными на основе импульсных преобразователей напряжения с бестрансформаторным подключением к первичной сети. Развитие вычислительной техники отразилось и на импульсных преобразователях. Функциональные усовершенствования привели к некоторой стандартизации подхода в их разработке, повышению характеристик надежности и показателей электромагнитной совместимости. Значительно улучшились массогабаритные показатели источников питания компьютеров.

Внедрение нового АТХ форм-фактора в конструкцию системного блока персонального компьютера, введенного фирмой IBM, было направлено на стандартизацию и унификацию узлов, традиционно входящих в состав ПЭВМ. Но введение нового стандарта повлияло и на требования к расширению функциональных возможностей отдельных компонентов. Определенным образом эти изменения затронули и блоки вторичного электропитания системного модуля.

Перечень требований, предъявляемых к проектированию и изготовлению блоков питания АТХ конструктива, приведен в документе «Руководство по проектированию источников питания» версия 0.9 (в оригинальном написании «Intel ATX. Power supply design guide» version 0.9). Документ определяет требования по конструктивному исполнению, охлаждению, параметрам соединителей, временны́м параметрам выработки сигналов. В руководстве ряд требований предъявляется и к функциональным возможностям, а способы их реализации устанавливают фирмы-производители. Так, например, в нем указано лишь то, что источник питания должен иметь возможность работы от сети переменного тока с напряжениями 115 и 220 В, а способ селекции номинала этого напряжения жестко не регламентируется, то есть допускается как автоматическое определение, так и установка этого параметра переключателем.

Современные блоки питания имеют функцию дистанционного включения, независимый канал питания элементов дежурного режима с номиналом +5 В. В отличие от аналогичных блоков питания для компьютеров типа АТ, в блоках АТХ используется 20-контактный разъем подключения к системной плате, на который выведены все вторичные стабилизированные напряжения и служебные сигналы. Дополнением в части вторичных напряжений в варианте АТХ блока является достаточно мощный канал с номинальным постоянным напряжением +3,3 В.

2.1. Основные технические характеристики

Технические характеристики приведены для импульсного преобразователя с максимальной мощностью 200 Вт (суммарная вторичная мощность по всем каналам). Параметры, представленные в данном разделе, являются стандартными для блоков АТХ конструктива и могут быть использованы при работе с аналогичными изделиями других фирм-производителей. Распределение мощности в блоках питания по отдельным вторичным каналам отличаются в зависимости от максимальной мощности конкретного образца. Общие требования следующие:

- напряжения первичной питающей сети: 115 или 220 В;
- рабочий диапазон для первичных напряжений:
  - для напряжения 115 В – 90–135 В;
  - для напряжения 220 В – 180–265 В;
- диапазон частот первичного питающего напряжения – 47–63 Гц;
- устойчивость к нестабильности сетевого напряжения (на частотах 50–60 Гц), сохранение работоспособности при:
  - изменении номинального значения напряжения на 10% в течение 0–500 мс;
  - изменении действующего значения напряжения на 15% в течение 15 мин;
  - провале/выбросе на 30% номинального значения напряжения в течение 0–0,5 периода переменного напряжения;
  - потере работоспособности с последующим самовосстановлением при провале на 50% действующего значения напряжения в течение 0–5 периодов переменного напряжения.
- КПД источника при полной нагрузке – не менее 68%;
- параметры дежурного режима (на вход PS-ON подан высокий логический уровень):
  - КПД канала дежурного режима 5VSB – не менее 50% при токе нагрузки 500 мА;
  - общая мощность потребления источника – не более 5 Вт при входном напряжении 230 В;
- размеры источника питания – 140×150×86 мм;
- диапазон рабочих температур от +10 до 50 °С;
- максимальная влажность окружающей среды без конденсата не более 85%.

Номинальные значения каналов вторичных напряжений и их основные параметры приведены в табл. 2.1.

Измерения вторичных напряжений необходимо проводить на контактах разъемных соединителей, предназначенных для подключения к устройствам. Канал +3,3 В должен иметь запас по напряжению в 100 мВ для компенсации падения на соединительных проводниках и проводниках печатной платы.

Кроме того:

- суммарная мощность по каналам +5 В и +3,3 В не должна превышать 125 Вт;
- токовая нагрузка по каналу +5 В должна превышать или быть эквивалентной нагрузке канала +3,3 В;
- разница времени нарастания напряжения канала +5 В до минимального значения диапазона регулирования и соответствующего значения по каналу +3,3 В не должна быть более 20 мс;
- источник должен быть снабжен встроенной защитой цепей преобразователя от короткого замыкания по каналам +5 В и +12 В;

Таблица 2.1. Основные параметры вторичных каналов напряжений

Наименование канала	Номинал вторичного напряжения, В	Макс. отклонение от номинала, %	Мин. ток нагрузки, А	Макс. ток нагрузки, А	Макс. уровень пульсаций, мВ	Макс. емкостная нагрузка, мкФ	Уровни фиксации перегрузки, В		
							мин.	номин.	макс.
+5	+5	5	1	21	50	10 000	5,74	6,3	7
+12	+12	5	0	6 (допускается до 8)	120	1000			15,6
–5	–5	10	0	0,3	100	350			
–12	–12	10	0			350			
+3,3	+ 3,3	5	0,3	14	50	6 000	3,76	4,2	4,3
Питание в дежурном режиме	+ 5	5	0	0,72	50	350			

- общий провод питания вторичных каналов напряжения должен иметь соединение с металлическим корпусом источника питания;
- преобразователь должен сохранять значения выходных напряжений в течение 17 мс после отключения первичного питающего напряжения;
- пульсации определяются как случайные или периодические отклонения от номинального значения напряжения с частотами в диапазоне от 10 Гц до 20 МГц. Для измерений должна использоваться емкостная нагрузка из комбинации керамического конденсатора емкостью 0,1 мкФ и электролитического конденсатора емкостью 10 мкФ.

Требования к условиям эксплуатации:

- температура полупроводниковых элементов в источнике питания не должна превышать +110 °С при температуре окружающей среды +50 °С;
- корпус конденсаторов не должен нагреваться более 95% от максимального значения, приведенного в паспорте;
- используемые резисторы должны иметь запас по мощности не менее 30% от паспортного значения;
- изменение параметров элементов по максимально допустимым значениям напряжения и тока не должно быть более 10% при температуре +50 °С.

При любом повреждении цепи первичного преобразователя никакие части источника не должны воспламеняться, создавать задымление, вызывать различного рода шум, печатная плата не должна обугливаться и иметь оплавленные проводники.

2.2. Конструкция блока питания

Блоки питания для IBM совместимых компьютеров выпускаются в корпусах, унифицированных по габаритным и посадочным размерам. Все узлы блока питания расположены в металлическом корпусе, который служит для механической защиты элементов блока питания и электромагнитной экранировки. Металлический корпус состоит из двух деталей: основания и съемной крышки. И крышка, и основание имеют П-образную форму, у каждой есть по две боковые стенки. В конструкции основания предусмотрены резьбовые отверстия под винты-саморезы. Крышка соединяется с основанием четырьмя саморезами. На основании винтами укрепляются все узлы блока питания. Электронные компоненты блока питания располагаются на единой односторонней печатной плате, закрепленной винтами на донной части основания. Между платой и дном основания располагается изолирующая прокладка из синтетического материала. На одной из боковых стенок основания закреплены: вентилятор, сетевая вилка типа IEC320 с тремя ножевыми контактами и аналогичная по конструкции розетка. Подключение сетевого напряжения к блоку производится стандартным шнуром через вилку с тремя ножевыми контактами. Розетка, установленная на корпусе, является транзитным разъемом для подключения к ней шнура питания монитора или иного устройства. На эту розетку подается напряжение сети непосредственно от корпусной вилки. Разводка питания на вилке и розетке осуществляется на одноименные крайние контакты. Средние (третьи) выводы каждого из этих приборных частей разъемов соединены между собой. К средним контактам подпаян проводник с металлическим лепестком на конце. Лепесток механически соединяется с винтом, закрепленным на донной части основания. Таким образом выполняется подключение корпуса блока питания к контуру заземления через стандартный шнур питания. Рядом с разъемами на той же боковой стенке установлен вентилятор, который используется для охлаждения элементов блока питания. Для прохождения направленного воздушного потока перед вентилятором в корпусе сделаны отверстия (круглые или в виде закругленных прорезей). Воздушный поток движется из внутренней полости корпуса источника наружу. Такое направление движения воздуха снижает уровень пылевого загрязнения как блока питания, так и вычислительного средства, в котором он установлен.

На этой же стенке установлен переключатель (селектор входного напряжения), которым осуществляется выбор напряжения питающей сети 115 или 220 В. В модификациях источников питания, имеющих узел автоматического определения напряжения питающей сети, такой переключатель не устанавливается.

На второй боковой стенке основания имеются отверстия в виде продольных жалюзей для вентиляции и два эллиптических отверстия, через которые из блока питания выводятся кабели вторичных напряжений. Для дополнительной электроизоляции кабели вторичного питания выходят из блока питания через пластиковое кольцо. Это кольцо плотно зажимается стенками корпуса при сборке крышки и основания.

На концах кабелей вторичных напряжений монтируются розетки разъемных соединителей трех типов. Все розетки имеют собственный «ключ» для

правильного соединения с ответной частью. Проводники для каждого номинала напряжения и логического сигнала снабжены индивидуальной цветовой маркировкой. Хотя к цветовой гамме проводников нет твердых требований, однако большинство производителей придерживается некоторой унификации.

Один 20-контактный разъем предназначен для подключения к системной плате персонального компьютера. Тип такого разъемного соединителя – MOLEX 39-01-2200 или аналогичный. Разводка разъема стандартизована. В табл. 2.2 приведена разводка вторичных напряжений и служебных сигналов по контактам этого разъема.

С помощью четырехконтактных разъемов большего размера подключаются периферийные устройства и вентилятор процессора. Тип этих разъемов обязательно должен быть аналогичным AMP 1-480424-0

Таблица 2.2. Разводка системного разъема питания компьютера

Номер контакта	Сигнал, номинал напряжения, В	Цвет проводника
1	+3,3	Коричневый
2	+3,3	Коричневый
3	Общий	Черный
4	+5	Красный
5	Общий	Черный
6	+5	Красный
7	Общий	Черный
8	Сигнал POWERGOOD (питание в норме)	Оранжевый
9	+5VSB (питание в дежурном режиме)	Фиолетовый
10	+12	Желтый
11	+3,3	Коричневый
12	–12	Голубой
13	Общий	Черный
14	Сигнал PS-ON (дистанционное включение питания)	Серый
15	Общий	Черный
16	Общий	Черный
17	Общий	Черный
18	–5	Белый
19	+5	Красный
20	+5	Красный

либо MOLEX 8981-04P. Цвет подводящих проводов и значение напряжений на контактах этих разъемов следующие: 1 – желтый, +12 В; 2,3 – черные, общий; 4 – красный, +5 В.

Самые маленькие розетки разъемов типа AMP 171822-4 предназначены для соединения с устройствами накопителей на гибких магнитных дисках. Цвет подводящих проводов и значение напряжений на контактах для них следующие: 1 – красный, +5 В; 2, 3 – черный, общий; 4 – желтый, +12 В.

Внимание! *Для блоков питания с выходной мощностью 300 Вт применяется дополнительный разъем типа MOLEX 90331-0010. Цвет подводящих проводов и значение напряжений на контактах для него: 1, 2, 3 – черные, общий; 4, 5 – коричневый или оранжевый, +3,3 В; 6 – красный, +5 В.*

Как правило, на внешней стороне корпуса источника питания наклеена этикетка, на которой приведена цветовая маркировки проводников вторичного питания для данного изделия. В этом случае при работе следует использовать сведения, приведенные на этикетке.

В корпусе системного модуля компьютера блок питания крепится таким образом, что его стенка с установленными приборными частями разъемов и вентилятором выходят на тыльную сторону корпуса. Противоположная боковая стенка основания и кабели вторичных напряжений с разъемными соединителями находятся внутри корпуса системного модуля.

Поскольку первичное напряжение питания подается на входные цепи ATX блока питания непосредственно, сетевой выключатель для него в компьютерной системе отсутствует. Системная плата компьютеров ATX конструктива содержит узел формирования маломощных сигналов для управления состоянием входной цепи PS-ON блока питания. Узел находится постоянно под напряжением, поступающим от специального каскада блока питания – автогенераторного источника для питания элементов схемы дежурного режима. Питание на узел подается независимо от режима работы остальной схемы компьютера. Включение/выключение блока питания и устройств компьютера производится коммутацией кнопки Switch power, установленной на лицевой панели системного модуля компьютера.

2.3. Структурная схема

Структурная схема импульсного блока питания персонального компьютера конструктива ATX приведена на рис. 2.1.

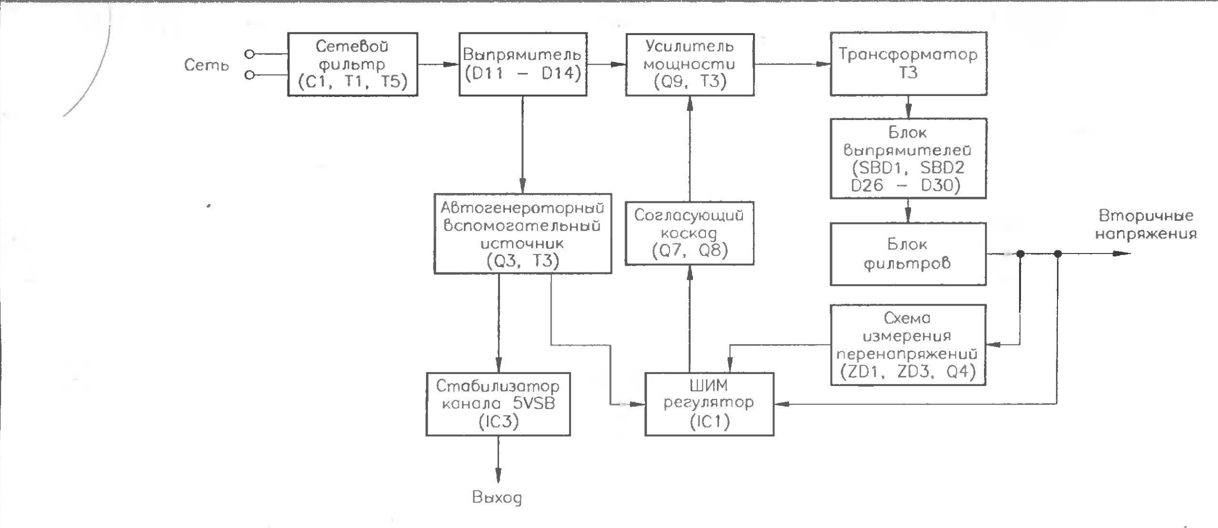


Рис. 2.1. Структурная схема импульсного блока питания фирмы DTK конструктива ATX

Входное переменное напряжение 220 В, 50 Гц поступает на входной каскад импульсного преобразователя напряжения – на сетевой фильтр. Этот узел предназначен для подавления помех, возникающих в промышленной сети переменного тока и проникающих на вход данного источника питания. В направлении от данного источника питания в сеть распространяются помехи, производимые самим преобразователем и частично импульсными устройствами электронной схемы вычислительного средства. Помеха такого рода является кондуктивной, то есть может распространяться в проводах питающей сети и по проводникам вторичного питания источника. Помехи, распространяющиеся по проводам, могут быть симметричными и несимметричными. Так как заранее вид помехи предсказать трудно, то схема фильтра строится в расчете на подавление обоих видов помех.

К выходу сетевого фильтра подключается выпрямитель, выполненный по двухполупериодной схеме. В его состав входит селектор входного питающего напряжения – переключатель, установленный в корпусе источника питания. Позиции переключателя обозначены на его движке. Положение переключателя определяется по маркировке, которая видна через специальное окошко. С его помощью осуществляется выбор номинала напряжения питающей сети 115 или 220 В. Нагрузкой выпрямителя являются: полумостовой усилитель мощности основного высокочастотного преобразователя напряжения первичной сети и маломощная схема автогенераторного вспомогательного источника.

Во вторичную цепь АВИ включена схема линейного параметрического стабилизатора для формирования напряжения +5 В, обеспечивающая питание элементов компьютера в течение дежурного режима.

Для гальванической развязки с вторичными напряжениями питания к усилителю мощности подключен импульсный трансформатор Т3. Позиционное обозначение трансформатора соответствует принципиальной схеме источника питания. Импульсные напряжения с вторичных обмоток трансформатора поступают на блок выпрямителей. В схемах выпрямителей вторичных напряжений используются диоды различных модификаций, что определяется номинальной токовой нагрузкой каждого отдельного канала. Во вторичном канале напряжения +3,3 В введен дополнительный стабилизатор. Регулировка и подстройка номиналов вторичных напряжений по всем каналам осуществляется с помощью системы обратной связи, вход которой подключен к выходам блока фильтров.

Для управления работой усилителя мощности в цепи обратной связи применен каскад широтно-импульсного модулятора длительности импульсов возбуждения. После сравнения поступившего сигнала с эталонным уровнем, ШИМ каскад формирует сигналы об увеличении поступления энергии во вторичную цепь или о ее сокращении. В соответствии с этим производится модуляция длительности импульсов, которые через согласующий каскад, усиливающий их, подаются на входные цепи усилителя мощности.

Воздействие на ШИМ регулятор оказывается не только при изменении вторичных напряжений в пределах диапазона регулирования, соответствующего нормальной работе, но и в случае возникновения экстренной ситуации (неконтролируемого увеличения или снижения напряжений на нагрузке). Ключевая СИП воздействует на ШИМ модулятор, блокируя его работу в случае возникновения аномальных процессов в цепи нагрузки.

2.4. Принципиальная схема

Полная принципиальная схема бестрансформаторного источника питания с максимальной вторичной мощностью 200 Вт фирмы DTK представлена на рис. 2.2.

Все элементы на принципиальной схеме (см. рис. 2.2) расположены на одной односторонней печатной плате. Здесь не показаны разъемы подключения сетевого питания и выключатель, который находится на системном модуле персонального компьютера. Элементная база, использованная в данной схеме, рассчитана на нагрузочные параметры, приведенные в разделе 2.1. Увеличение потребляемой от источника питания мощности сверх норм, указанных в разделе 2.1, приведет к защитному отключению преобразователя.

Для защитного отключения схемы первичного преобразования входного напряжения при неисправностях во входной цепи перед помехоподавляющим фильтром установлен плавкий предохранитель. Наличие плавкого предохранителя обязательно и является выполнением соответствующего требования «Руководства по проектированию источников питания» версия 0.9. Ток его срабатывания составляет 5 А при уровне питающего напряжения 250 В. Предельные параметры предохранителя выбраны с учетом технологического запаса. Необходимость выбора предохранителя с таким запасом обусловлена использованием емкостного фильтра, установленного после диодного выпрямителя. В соответствии с законом коммутации, напряжение на конденсаторе не может изменяться мгновенно (скачком), то есть в начальный момент подключения преобразователя к питающей сети конденсаторы фильтра C5 и C6 представляют собой короткозамкнутые элементы. В этот момент через цепь входного фильтра происходит скачок тока, который снижается по мере зарядки этих конденсаторов. В процессе нормальной работы преобразователя общий ток потребления, протекающий через предохранитель, определяется величиной подключенной нагрузки и КПД источника. Типономинал предохранителя выбирается с учетом максимального первоначального броска тока. В качестве ограничителя пускового тока и для обеспечения плавной зарядки емкостей преобразователя используется терморезистор NTCR1. Терморезистор имеет отрицательный коэффициент сопротивления (обозначен на схеме –t) и соответственно при нагревании сопротивление этого резистора уменьшается. В исходном (холодном) состоянии терморезистор имеет сопротивление, равное нескольким омам, поэтому в начальный (пусковой) момент он выполняет функции ограничителя тока. В процессе работы схемы преобразователя происходит постепенный разогрев терморезистора, при этом его сопротивление снижается до нескольких десятых долей ома. В рабочем режиме он не оказывает заметного влияния не только на работу схемы, но и на его энергетические показатели источника питания.

Далее по схеме между предохранителем и диодным выпрямителем включен индуктивно-емкостной сетевой фильтр, выполненный на элементах C1, T1, C2, T5, C3 и C4. Фильтр осуществляет функции помехоподавления как для внешних помех, проникающих из питающей сети на вход источника, так и для внутренних, возникающих при работе ВЧ преобразователя. В фильтре использованы индуктивные элементы, изготовленные с применением высокочастотных ферритовых сердечников – дросселей T1 и T5. Поскольку в современных аппаратных средствах вычислительной техники применяются импульсные устройства (цифровые логические элементы электронных схем, импульсные источники питания), основной спектр помех смещен в область частот с нижней границей 20–30 кГц. Помехи, проникающие в сеть от вычислительных средств, являются комбинацией частотных составляющих, появляющихся в результате импульсных помех преобразователя напряжения и информационных составляющих обрабатываемых данных. Для подавления несимметричных помех используется звено П-типа, состоящее из нескольких элементов: конденсатора C1, дросселя T1 и конденсатора C2. Второе звено фильтра, выполненное на следующих элементах: конденсаторе C2, дросселе T5 с двумя обмотками включенными навстречу друг другу (отмечено на схеме точками), конденсаторах C4 и C3, – предназначено для фильтрации симметричных помех. Элементы фильтра выбраны таким образом, что затухание помех по мере увеличения частоты их спектральных составляющих относительно частоты среза фильтра непрерывно возрастает. Энергия, накопленная в индуктивно-емкостных элементах входного фильтра, позволяет компенсировать кратковременные сбои питающего напряжения (см. пункты соответствующих параметров в разделе 3.1). Точка соединения конденсаторов C4 и C3 выведена на корпус и подключается к защитному заземлению. Подобная конструкция помехоподавляющего фильтра предполагает обязательное заземления корпуса прибора. Если этого не сделать, то на корпусе будет присутствовать потенциал, равный половине питающего напряжения.

В данном варианте схемы импульсного источника питания не применяется автоматическое опознавание номинала напряжения первичной питающей сети. Значение входного напряжения выбирает пользователь и устанавливает его коммутацией

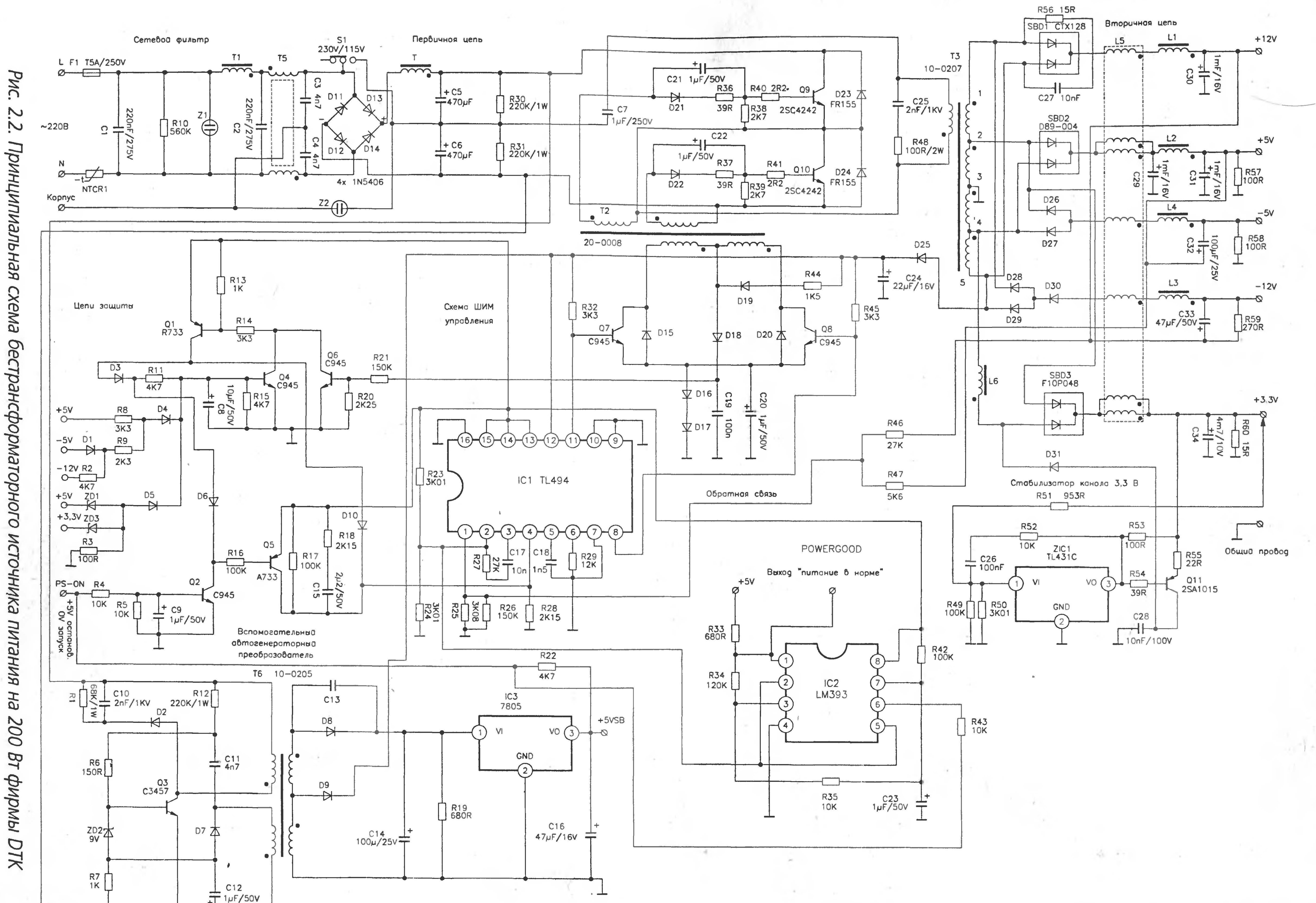


Рис. 2.2. Принципиальная схема бестрансформаторного источника питания на 200 Вт фирмы DTK

переключателя S1, который изображен на принципиальной схеме (см. рис. 2.2) над сетевым диодным выпрямителем на элементах D11 – D14. При напряжении первичной сети равном 220 В средний контакт переключателя остается свободным и никуда не подключается. Если работа источника питания должна производиться с питанием от напряжения 115 В, то средний контакт переключателя при коммутации соединяется с точкой соединения конденсаторов C5 и C6. Рассмотрим, как переключатель действует на схему.

В положении переключателя, соответствующем входному переменному напряжению 220 В, в работе находятся все диоды двухполупериодного выпрямителя D11 – D14. Действующее значение выпрямленного напряжения, измеренного на положительной обкладке конденсатора C5 относительно отрицательной обкладки C6, составляет 220 В × × 1,41 = 310 В. Именно на напряжения, близкие к данной величине, рассчитаны все рабочие режимы усилителя мощности, вторичные цепи и параметры стабилизации ШИМ формирователя. Если сохранять схему выпрямителя без изменения, то при переходе на питание от пониженного напряжения, то есть 115 В, действующее значение напряжения должно снизиться до уровня 115 В × 1,41 = 162 В. Для того чтобы значение выпрямленного напряжения не изменилось переключателем подключают один из фазных проводов первичной сети к точке соединения конденсаторов C5 и C6. В этом случае схема подключения питающего напряжения выглядит так, как показано на рис. 2.3а. Переключатель S1 на этом рисунке показан в замкнутом положении.

Согласно схеме, приведенной на рис. 2.3а, в активной выпрямительной схеме реально работают только диоды D12 и D14. Диоды же D11 и D13 не влияют на состояние схемы, так как они оказываются шунтированными замкнутым переключателем S1. Таким образом, полученная схема эквивалентна схеме, представленной на рис. 2.3б. Такой вид выпрямителя известен, как схема с удвоением

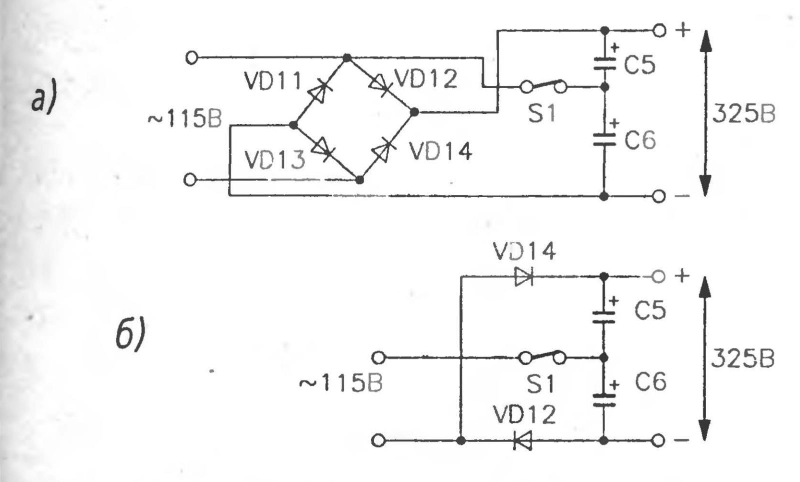


Рис. 2.3. Схема подключения источника питания к сети с напряжением 115 В

входного напряжения. Выходное выпрямленное напряжение будет иметь значение ≈325 В. Условия работы основных каскадов по напряжению первичного питания сохранены и выполняются. Общая мощность потребления переменного тока источником питания от сети при изменении напряжения сохраняет свое значение. Но при питании от напряжения 115 В ток потребления возрастает примерно в два раза по сравнению с аналогичными условиями работы при питании источника от напряжения 220 В.

К установке переключателя селектора входного напряжения следует относиться особенно осторожно. Если селектор напряжения будет установлен в положение 115 В и в таком состоянии источник питания будет подключен к питающей сети на 220 В, то сработает схема удвоения напряжения. Напряжение на положительной обкладке конденсатора C5 будет стремиться к значению 220 В × 1,41 × 2 = = 620 В. Уровни рабочих напряжений большинства элементов не рассчитаны на такой режим электропитания. Поэтому произойдет пробой силовых транзисторов усилителя мощности, диодов выпрямительного моста, сгорит предохранитель и могут выйти из строя конденсаторы сетевого фильтра C5 и C6, предельное напряжение которых обычно не превышает более 200 В. Предохранитель не сможет защитить активные элементы схемы до их пробоя.

Менее критичным является включение источника питания в сеть 115 В с переключателем, установленным в положение 220 В. В этом случае значение входного напряжения будет ниже минимального значения, определенного в основных технических характеристиках в 180 В. Условия работы схемы не будут выполнены и преобразователь не запустится.

Плавкий предохранитель F1 перегорает, когда через пробитые транзисторы начинает протекать значительно увеличенный ток. Сгоревший предохранитель не позволит развиваться процессу повреждения источника питания. Контроль уровня входного напряжения выполняется с помощью двух варисторов Z1 и Z2, установленных во входной цепи источника питания. Варисторы – нелинейные элементы, сопротивление которых зависит от приложенного к ним напряжения. Если напряжение на варисторе не превышает определенного значения, то его сопротивление остается высоким и практически не изменяется. В случае повышения напряжения его сопротивление резко снижается. Эта способность варисторов используется и для создания узла защиты от повышения входного питающего напряжения. Наиболее распространенный тип варисторов, применяемых в источниках питания, – 07D241.

Первый варистор – Z1 постоянно подключен параллельно входным клеммам источника питания.

Он рассчитан на срабатывание при напряжении, превышающем значение 260 В, когда его сопротивление снижается настолько, что увеличенный ток выжигает предохранитель F1.

Варистор Z2 установлен между средней точкой конденсаторов C5 и C6 сетевого фильтра и корпусом источника питания. Этот элемент выполняет защитные функции при попадании потенциала на корпус прибора. Напряжение на Z2 в нормальных рабочих условиях не превышает 170 В или, если быть точным, 155 В при первичном питании от 220 В и 162 В при питании от 115 В. Попадание фазного напряжения на корпус вызовет увеличение напряжение на Z2, его сопротивление уменьшится и предохранитель F1 сгорит.

Общий принцип функционирования источника питания заключается в следующем. После подачи на вход источника переменного напряжения питания, выпрямления его диодным мостом на диодах D11 – D14 и фильтрации на сглаживающем фильтре, образованном дросселем T и конденсаторами C5, C6, постоянное напряжение с номинальным значением 310 В поступает на каскад усилителя мощности, основными активными элементами которого являются транзисторы Q9, Q10, и на каскад однотактного высокочастотного преобразователя. Последний выполнен на транзисторе Q3. Если выпрямленное питающее напряжение превышает ≈180 В × 1,41 = 254 В (уровень нижней границы питающего напряжения), происходит самовозбуждение преобразователя на Q3. В состав каскада этого автогенератора входит трансформатор T6, к вторичной обмотке которого подключены выпрямители на диодах D8 и D9, с выхода которых снимается напряжение для питания ШИМ формирователя и стабилизатора канала питания схемы компьютера в дежурном режиме (+5 VSB). Один вывод вторичной обмотки трансформатора T6 подсоединен к общему проводу вторичного питания. Выпрямители ШИМ канала и стабилизатора напряжения питания в дежурном режиме подключены к двум включенным последовательно полуобмоткам трансформатора T6. Выпрямитель ШИМ формирователя образован диодом D9. Фильтрация напряжения с выхода этого выпрямителя осуществляется конденсатором C24. Выпрямитель и фильтр канала дежурного режима (+5VSB) образован диодом D8 и конденсатором C14 соответственно. При поступлении питания ШИМ преобразователь запускается и начинает формировать импульсные сигналы для возбуждения усилителя мощности. Усилитель мощности выполнен на транзисторах Q9 и Q10 по полумостовой схеме. Для нормальной работы усилителя мощности необходимо, чтобы транзисторы открывались по очереди и в разные промежутки времени. Включение транзисторов в полумостовой схеме требует, чтобы была исключена возможность их одновременного открывания и протекания сквозного тока, так как это выведет их из строя. Обеспечение корректной работы транзисторов силового каскада выполняется логикой формирования управляющих последовательностей ШИМ регулятора.

С вторичных обмоток трансформатора T3 импульсные напряжения поступают во вторичные цепи, где происходит их выпрямление и фильтрация. Полученные напряжения затем стабилизируются и используются для питания. К каналам вторичных напряжений подключены датчики, выполняющие функции измерительных цепей по выявлению короткого замыкания в нагрузке, неконтролируемого повышения напряжений по каналам и контролю текущего уровня основных вторичных напряжений. Сигналы этих датчиков воздействуют на ШИМ преобразователь, определяя род его работы в каждый момент времени. Теперь последовательно рассмотрим функционирование и устройство всех основных узлов импульсного источника в следующей последовательности: автогенераторный вспомогательный источник на транзисторе Q3, ШИМ регулятор и относящиеся к нему цепи, усилитель мощности, каналы вторичных напряжений, цепи защиты источника питания. Набор этих узлов является типовым для блоков питания ATX форм-фактора. Их построение у разных фирм-производителей может отличаться в деталях, но основные принципы остаются неизменными. Ниже приводится информация, которая может служить базой для изучения или работы с аналогичными изделиями.

2.4.1. Автогенераторный вспомогательный источник

Автогенераторный вспомогательный источник на транзисторе Q3 выполнен по схеме однотактного преобразователя с насыщающимся трансформатором. В выпрямителях вторичных каналов использована схема с обратным включением выпрямительного диода, то есть ток через диод и в нагрузку протекает во время закрытого состояния силового транзистора Q3.

В момент подачи питания на каскад автогенератора на базу транзистора Q3 через последовательно соединенные резисторы R12 и R6 поступает напряжение начального смещения. Транзистор Q3 открывается, через него и первичную обмотку трансформатора T6, подключенную между коллектором Q3 и положительным полюсом напряжения питания, начинает протекать ток. Этот ток наводит ЭДС

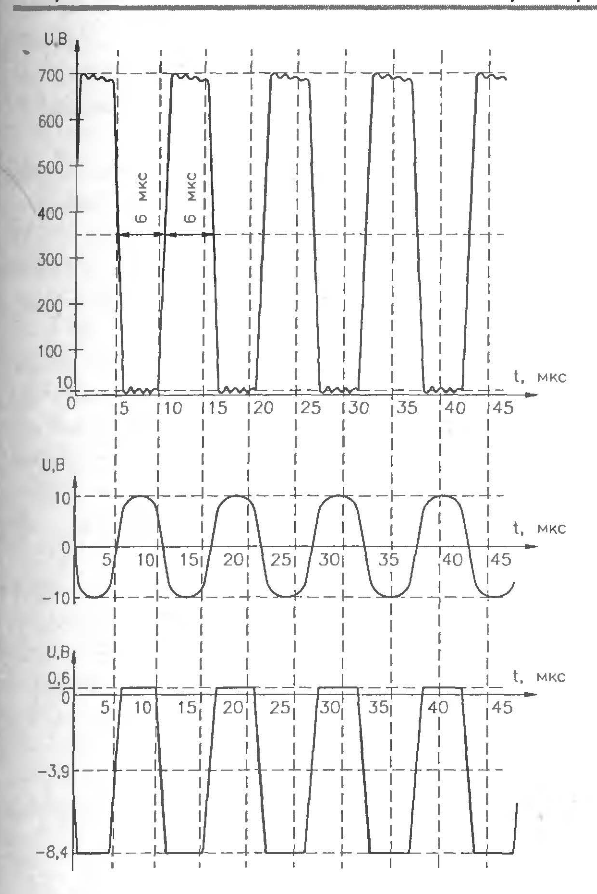


Рис. 2.4. Временны́е диаграммы напряжений в контрольных точках автогенераторного вспомогательного источника на транзисторе Q3

самоиндукции в обмотке обратной связи, намотанной на тот же сердечник и подключенной к базовой цепи транзистора Q3 таким образом, что возникший импульс положительной полярности через конденсатор C11 и резистор R6 проходит на базу Q3 и поддерживает процесс открывания транзистора Q3. При этом транзистор переходит в состояние насыщения. Напряжение на нем минимально, а величина тока определяется индуктивным сопротивлением первичной обмотки T6. Нарастание тока в первичной обмотке T6 будет продолжаться до наступления насыщения его сердечника, затем прекращается импульс напряжения в обмотке обратной связи, поддерживающий транзистор Q3 в состоянии насыщения. После этого полярность напряжения на обмотке обратной связи резко меняется на противоположную, начинается процесс закрывания транзистора и перемагничивания сердечника. На базу транзистора Q3 поступает запирающий потенциал. Транзистор Q3 вновь открывается после перезарядки конденсатора C11 через резистор R12 и нарастания напряжения смещения на нем до уровня открывания транзистора Q3. Временны́е параметры работы данной схемы определяются значениями сопротивления резистора R12, емкости конденсатора C11 и индуктивными характеристиками обмоток трансформатора T6.

Накопление энергии в сердечнике трансформатора T6 происходит в течение открытого состояния транзистора. Вторичные обмотки трансформатора T6 подключены к выпрямителям таким образом, что в момент открывания транзистора Q3 к выпрямительным диодам D8 и D9 поступает отрицательное запирающее напряжение. Когда полярность напряжения в обмотках трансформатора T6 меняется, транзистор Q3 закрывается и к диодам выпрямителей D8 и D9 подается отпирающее положительное напряжение. Диоды открываются, через них протекает ток на конденсаторы фильтров и в нагрузку.

Демпфирующая цепочка из диода D2, резистора R1 и конденсатора C10 снижает уровень выбросов напряжения при переключении транзистора. Ее необходимость становится очевидной в момент запирания транзистора, когда уровень скачка напряжения без нее может достигать $4U_п$ = 1200 В!

Стабилитрон ZD2, резистор R7 и диод D7 работают в цепи смещения базовой цепи транзистора Q3, а в моменты коммутации оказывают демпфирующее воздействие на переход база-эмиттер.

На рис. 2.4 приведены диаграммы напряжений в контрольных точках автогенераторного вспомогательного источника на транзисторе Q3.

На верхней диаграмме представлен импульсный сигнал, формируемый на коллекторе транзистора Q3. На средней диаграмме показано изменение напряжения в точке соединения конденсатора C11, базовой обмотки обратной связи и катода диода D7. Нижняя диаграмма отражает вид сигнала на базе транзистора Q3. В точке соединения резистора R7 и отрицательной обкладки конденсатора C16 в установившемся режиме работы напряжение имеет постоянную величину от –8,2 до –8,4 В, измеренную относительно потенциала отрицательной обкладки конденсатора C6 или эмиттера Q3. Диаграммы напряжений получены при отсутствии нагрузки в канале напряжения питания дежурного режима. Единственным элементом нагрузки являлась схема ШИМ преобразователя – IC1.

Транзистор автогенератора установлен на печатной плате напротив вентилятора без дополнительного теплоотвода. Охлаждение его производится воздушным потоком. Этого оказывается достаточно для исключения перегрева, так как максимальная мощность данного автогенераторного вспомогательного источника, отдаваемая в нагрузку, составляет несколько ватт.

Принципиальные схемы автогенераторов различных фирм-производителей для источников

питания АТХ форм-фактора могут отличаться некоторыми деталями. В качестве примера приведем силовую часть схемы аналогичного назначения, используемую в импульсном преобразователе фирмы Linkworld. Фрагмент принципиальной схемы автогенератора вспомогательного канала, входящего в состав источника питания фирмы Linkworld, приведен на рис. 2.5.

Принцип действия автогенератора, построенного по схеме рис. 2.5, аналогичен рассмотренному выше принципу. В первичной цепи трансформатора TV включены две обмотки: W1 – первичная силовая обмотка, Woc – обмотка обратной связи, подсоединенные в базовой цепи транзистора VT1. Питание каскада осуществляется выпрямленным сетевым напряжением. Общие проводники первичной и вторичной цепей не имеют гальванических соединений. В качестве демпфирующей цепочки, подключенной к коллектору транзистора VT1, использованы последовательно соединенные резистор R5 с номиналом 100 Ом и конденсатор C3 емкостью 2000 пФ. Вследствие того, что при работе на индуктивную нагрузку транзистор VT1 испытывает большие перегрузки по напряжению, в схеме применен мощный транзистор типа 2SC5027. Тип диодов VD1 и VD2 – 1N4148. Элемент ZD1 – маломощный стабилитрон с напряжением стабилизации 6,8 В. Резисторы имеют следующие номиналы: R1 – 1,5 кОм, R2 – 820 Ом, R3 – 470 кОм, R4 – 1,5 кОм. Конденсатор C1 – электролитический на напряжение 50 В и емкостью 10 мкФ. Конденсатор C2 – керамический, емкостью 4700 пФ. На рис. 2.5 цифрами в кружочках отмечены контрольные точки, для которых на рис. 2.6 приведены диаграммы напряжений.

Как видно из верхней диаграммы (см. рис. 2.6), частота генерации составляет ≈110 кГц. Величина напряжения на коллекторе практически достигает 700 В. На отрицательной обкладке конденсатора C1 (относительно положительной) в процессе работы устанавливается постоянное напряжение величиной ≈ –9,5 В. Измерения параметров данно схемы и снятие временных диаграмм производи лось в отсутствие нагрузки по всем вторичным це пям, включая канал +5VSB.

Основные функции автогенераторной схем заключаются в формировании начального напря жения питания, необходимого для запуска ШИМ преобразователя, и в обеспечении подачи напряже ния на электронные узлы, когда компьютер нахо дится в дежурном режиме работы.

Вторичная обмотка трансформатора T6 одни выводом присоединена к общему проводу вторич ной цепи питания. От средней точки вторичной об мотки сделан отвод для подключения выпрямител канала дежурного режима. Выпрямитель выполне на одном диоде D8, параллельно которому включе на форсирующая емкость C13 для ускорения расса сывания избыточного заряда в полупроводниково структуре при подаче на диод запирающего напря жения. Катод диода D8 соединен с конденсаторо фильтра C14 и входом VI параметрического стаби лизатора IC3. Параллельно входу IC3 подключе резистор R19 с номиналом 680 Ом.

В отсутствие нагрузки источника питания по все каналам конденсаторы выпрямительных фильтро

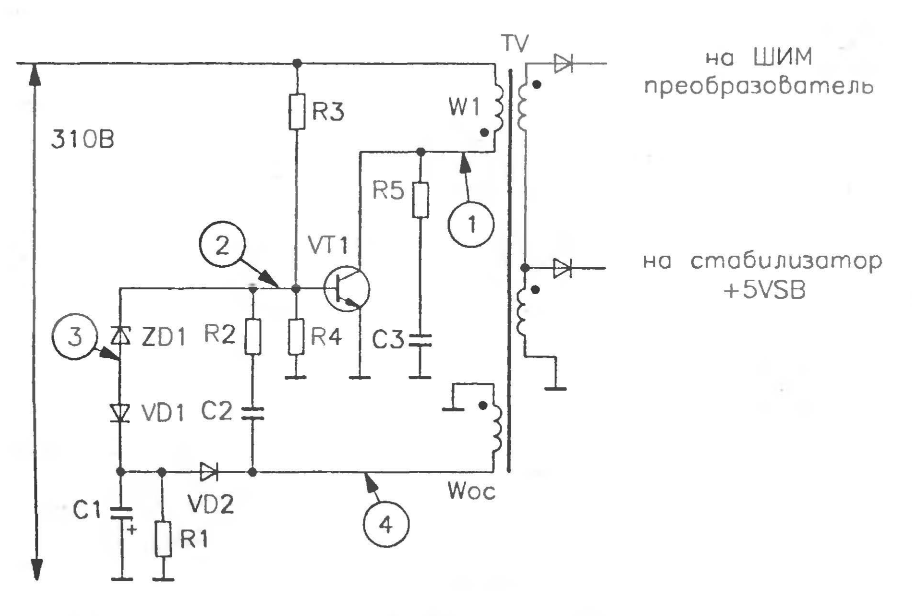


Рис. 2.5. Фрагмент принципиальной схемы источника питания фирмы Linkworld

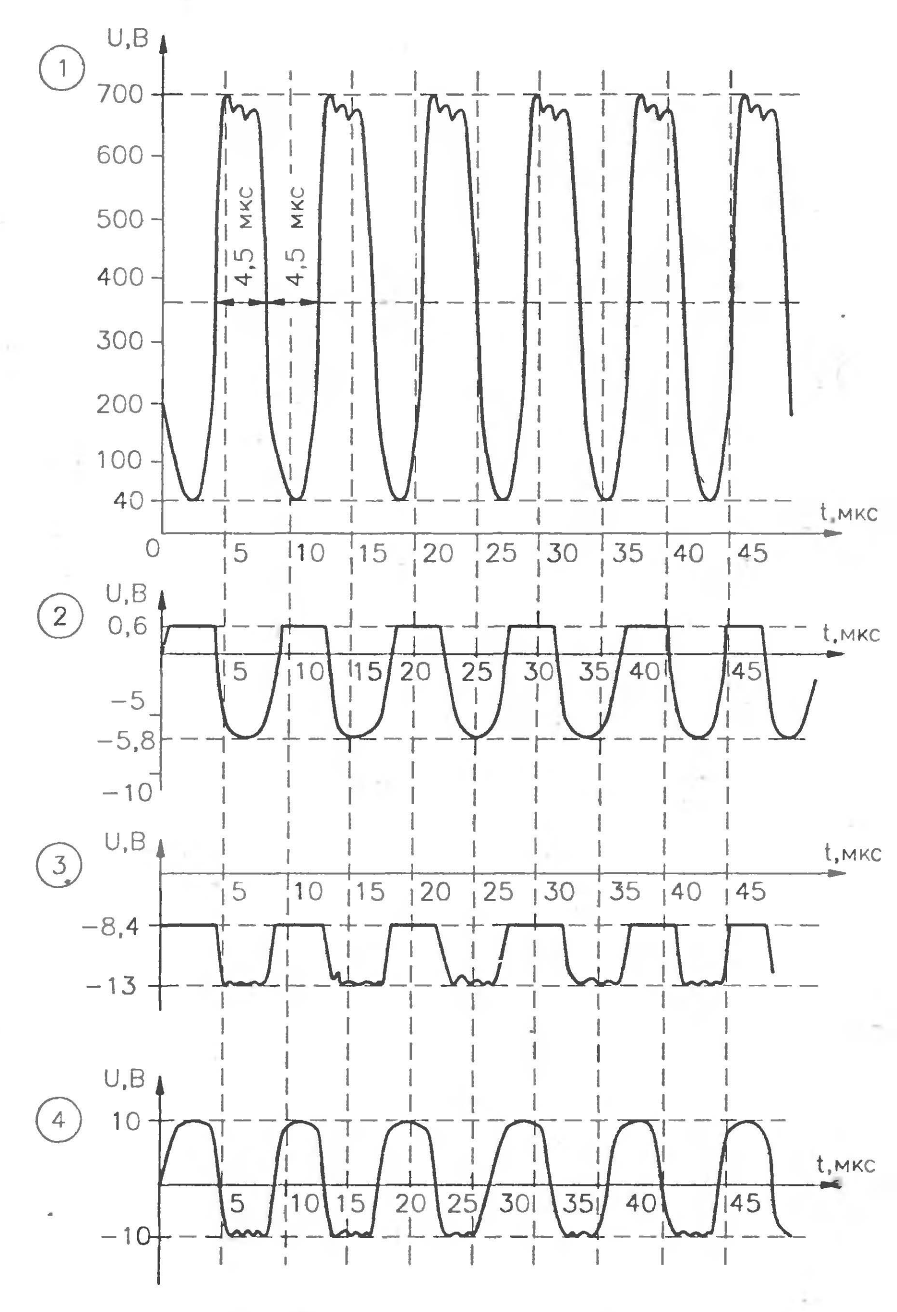


Рис. 2.6. Диаграммы напряжений в точках схемы автогенератора по рис. 2.5

заряжаются до амплитудного значения импульсного напряжения. В этом случае напряжение на выходе выпрямителя канала +5VSB составляет +20 В, а на катоде диода D9 (выпрямитель канала питания ШИМ преобразователя) оно равно +15 В.

Сравнивая две автогенераторные схемы, отметим различия в построении самого автогенератора и в подключении вторичных обмоток к нагрузочным цепям. В выпрямительной схеме источника питания фирмы DTK на стабилизатор канала +5VSB подается напряжение более высокого уровня, чем на схему электропитания ШИМ регулятора. А в схеме источника фирмы Linkworld наоборот. В этом случае напряжение питания микросхемы ШИМ регулятора в отсутствие потребления по каналу +5VSB составляет примерно +35 В, а на входе микросхемы IC3 оно равно +17 В.

Согласно рекомендациям «Руководства...», о котором упоминалось выше, канал дежурного режима должен выдавать стабилизированное напряжение с номинальным значением +5 В постоянно, когда на источник питания подано первичное напряжение. Этот канал должен оставаться работоспособным, даже если остальные вторичные питающие напряжения отключены внешним сигналом высокого логического уровня, поданным на вход PS-ON источника питания. Напряжение дежурного канала необходимо для формирования самого сигнала PS-ON. Состояние дежурного режима может быть установлено, если существует необходимость запуска ПЭВМ через карту локальной сети (LAN-адаптер) или модем.

Минимальная токовая нагрузка, которую обязан обеспечивать канал дежурного режима, должна составлять 750 мА при уровне выходного напряжения +5 В (±5%). С развитием вычислительной техники энергетические потребности в мощности по каналу дежурного питания постепенно возрастают. Поэтому было принято условие: увеличение токовой нагрузки по этому каналу до значений 1 А или 1,5 А не должно приводить к выходу из строя элементов источника питания, работающих в этом канале. Канал должен быть снабжен встроенной защитой от перегрузки. Для выполнения этого требования и обеспечения стабилизации напряжения +5VSB в канале установлен интегральный стабилизатор 7805 – микросхема IC3. Стабилизатор имеет встроенную защиту от перегрузки и перегрева. К выходу интегрального стабилизатора IC1/3 подключен дополнительный фильтрующий конденсатор C16.

При подаче входного напряжения питания к источнику на выходе стабилизатора IC3 формируется напряжение +5 В. Через резистор R22 выход этого стабилизатора подсоединяется к базовой цепи транзистора Q2. Таким образом, если на входе сигнала нет иного напряжения, подаваемого, например, от системной платы компьютера, то базовая цепь транзистора Q2 оказывается под воздействием высокого логического уровня, блокирующего работу основной схемы преобразователя. Вследствие чего происходит отключение вторичных напряжений.

Интегральные стабилизаторы напряжения положительной полярности серии 78XX содержат микросхемы с аналогичным схемотехническим построением и отличаются уровнями выходного напряжения. Выбран следующий ряд положительных напряжений стабилизации (в вольтах): 5, 6, 8, 8,5, 9, 12, 15. Стандартный допуск на отклонение выходного напряжения от номинального значения составляет ±5%. Номинал выходного напряжения указывается в наименовании микросхемы вместо XX, например: XX = 05 – означает +5 В, XX = 85 – это 8,5 В. В наименовании зарубежных микросхем перед типом прибора присутствует индекс, указывающий на фирму-производитель, например: mA78XX – фирма Fairchild, UA78XX – Texas Instruments и т.д. Функциональными аналогами этих стабилизаторов отечественного исполнения являются микросхемы серии КР142ЕНXX, точность установки выходного напряжения в них составляет от ±2 до ±4% в зависимости от номинала выходного напряжения и исполнения корпуса. Нагрузочная способность стабилизаторов для различных модификаций равна 1,5 и 2 А. В отечественной маркировке цифра в конце не всегда соответствует значению напряжения стабилизации. Так, стабилизатор с номинальным выходным напряжением +9 В имеет обозначение КР142ЕН8А, а микросхема КР142ЕН5Б на выходе формирует напряжение +6 В. Для надежного определения типа прибора при проведении замены обязательно следует пользоваться справочной литературой.

На принципиальной схеме, показанной на рис. 2.2, представлена базовая схема включения стабилизатора типа 7805. Для ее работы требуется минимум внешних элементов, которыми являются, как правило, конденсаторы фильтров, подключаемых на его входе и выходе. Некоторые фирмы-производители подобных микросхем (что справедливо и для отечественных микросхем серии КР142ЕНXX) рекомендуют устанавливать на входе дополнительный керамический конденсатор емкостью 0,33–2,2 мкФ. Физическое подключение данного конденсатора рекомендуется производить в непосредственной близости от входа стабилизатора. Это необходимо учитывать, когда микросхема стабилизатора соединена с выходом выпрямителя достаточно длинными проводниками. Керамический конденсатор

устраняет генерацию, возникающую в стабилизаторе под влиянием паразитных индуктивностей и емкостей проводников печатного монтажа. Паразитный колебательный процесс возбуждается в момент скачкообразного изменения напряжения на входе стабилизатора. Амплитуда колебаний может превышать уровень максимально допустимого входного напряжения, что выведет из строя выходной мощный транзистор стабилизатора. Установка керамического конденсатора изменит характеристики контура распределенных реактивных элементов, нарушит условия возникновения генерации и входное напряжение будет нарастать плавно.

2.4.2. ШИМ регулятор

Преобразователь импульсов, действующий по принципу модуляции их ширины, является одним из основных каскадов импульсного источника питания. Принцип работы источника состоит в том, что от ШИМ регулятора зависит поступление всей энергии во вторичные цепи питания. Правильность же его работы определяют параметры стабилизации вторичных напряжений. Выше был описан (см. главу 1) общий принцип широтно-импульсной модуляции и его использование в импульсных источниках вторичного электропитания. В данном разделе будет рассмотрено практическое воплощение этого принципа на примере специального каскада, предназначенного для управления работой источника питания в компьютерах АТХ форм-фактора.

На принципиальной схеме, приведенной на рис. 2.2, непосредственно к каскаду ШИМ преобразователя относятся узлы, построенные на следующих активных элементах:

- микросхема IC1 типа TL494 – ШИМ преобразователь. Цепи пассивных элементов, подключенные к микросхеме, задают динамические параметры ее работы, а также являются составными частями датчиков контроля уровней вторичных напряжений;
- группа элементов на транзисторах Q7, Q8 и трансформаторе T2 образует каскад согласования уровня и мощности импульсных сигналов между выходом ШИМ преобразователя и входными цепями усилителя мощности;
- узел на транзисторах Q1, Q2, Q4 – Q6 установлен для ШИМ регулятора с целью получения сигналов о неконтролируемом возрастании или понижении уровней вторичного напряжения; он используется также для защиты вторичных цепей.

Все основные преобразования ШИМ сигналов, а также их формирование осуществляется модулятором, выполненным на микросхеме типа TL494. Существует два типа корпусов, в которых выпускается данная микросхема. В источниках питания, как правило, используется пластиковый корпус DIP, имеющий 16 выводов. Полное наименование микросхемы в таком корпусе – TL494CN. Обозначение относится к микросхеме производства фирмы Texas Instruments. Функциональное назначение выводов микросхемы приведено в табл. 2.3. Соответствующие аналоги этой микросхемы выпускают и некоторые другие фирмы, причем каждая из них присваивает свое фирменное обозначение. Приведем примеры: фирма FUJITSU – MB3759, фирма SAMSUNG – KA7500, фирма FAIRCHILD – ma494, микросхема российского производства – КР1114ЕУ4, фирма

Таблица 2.3. Функциональное назначение выводов микросхемы TL494CN

Номер вывода	Функциональное назначение
1	Прямой (+) вход усилителя ошибки 1
2	Инверсный (–) вход усилителя ошибки 1
3	Вход сигнала обратной связи
4	Вход компаратора «регулировка мертвой зоны»
5,6	Входы для подключения времязадающих пассивных элементов
7	Общий провод питания
8	Коллектор первого усилительного транзистора
9	Эмиттер первого усилительного транзистора
10	Эмиттер второго усилительного транзистора
11	Коллектор второго усилительного транзистора
12	Общее положительное напряжение питания микросхемы
13	Вход разрешения/блокировки работы выходных каскадов микросхемы
14	Выход стабильного опорного напряжения
15	Инверсный (–) вход усилителя ошибки 2
16	Прямой (+) вход усилителя ошибки 2

SHARP – IP3MO2. Эта микросхема предназначена специально для построения ШИМ узлов. В корпусе микросхемы TL494CN заключены все необходимые каскады.

Функциональная схема интегрального ШИМ преобразователя типа TL494 изображена на рис. 2.7.

Элементы, изображенные на функциональной схеме, имеют следующие наименования и назначение:

- на элементах, входящих в состав узла под общим названием «Генератор», собран основной каскад генератора пилообразного напряжения, временные характеристики колебаний которого задаются внешними элементами, подключаемыми к выводам 5 и 6;
- источник опорного напряжения предназначен для формирования стабильного напряжения с номинальным значением +5 В, используемого для работы каскадов сравнения и выработки напряжения ошибки. Точность источника опорного напряжения находится в пределах ±5%;
- элемент DA1 – компаратор «мертвой зоны», временно́го интервала между выходными импульсами;
- элемент DA2 – компаратор сравнения сигналов рассогласования и пилообразного напряжения – ШИМ компаратор;
- операционные усилители DA3 и DA4 – схемы выработки сигналов рассогласования;
- элементы с номерами DD1 – DD6 относятся к технике цифровой автоматики и выполняют логическую обработку сигнала, поступающего от ШИМ компаратора DA2;

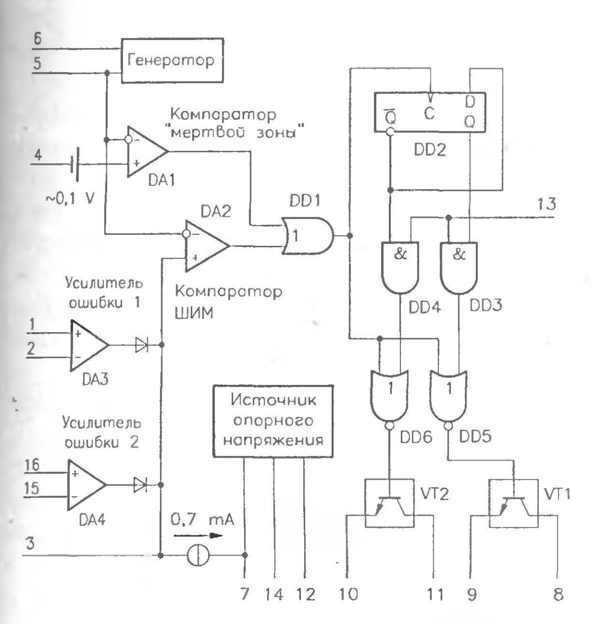


Рис. 2.7. Функциональная схема интегрального ШИМ преобразователя типа TL494

- два транзистора VT1 и VT2 используются для построения усилителей уровня и мощности выходных импульсных последовательностей. Выводы коллекторов и эмиттеров этих транзисторов оставлены ненагруженными для расширения возможностей по их подключению к последующим каскадам.

Операционные усилители сигнала ошибки имеют рабочий диапазон входных напряжений от –0,3 до 2 В. Последнее (наибольшее) значение соответствует $U_п$ – напряжению питания микросхемы. На входе компаратора «мертвой зоны» технологически установлено смещение, обеспечивающее гарантированное наличие минимальной паузы между импульсами управления. Рабочее напряжение питания на микросхеме в диапазоне от 7 до 40 В может быть установлено произвольным. Предельное значение напряжения питания микросхемы и уровень напряжения на коллекторах выходных транзисторов составляет 41 В. Максимальное значение тока коллектора $I_к$ max равно 250 мА, рекомендованный рабочий ток – 200 мА.

Рабочий диапазон частот генератора пилообразного напряжения составляет от 1 до 300 кГц. Конденсатор, подключаемый к выводу 5 микросхемы IC1, может иметь любое значение номинала от 470 пФ до 10 мкФ, резисторы для установки во времязадающей цепи – в пределах 1,8–500 кОм.

Температурный диапазон работы микросхемы типа TL494CN составляет 0–70 °С.

С момента подачи напряжения питания на вывод 12 относительно вывода 7 ШИМ регулятор начинает формирование на выходных контактах (выводы коллекторов и эмиттеров транзисторов VT1 и VT2) импульсных сигналов. Формально для получения на этих выводах последовательностей импульсов никаких сигналов обратной связи не требуется. Но к микросхеме должны быть подключены пассивные элементы, задающие параметры работы генератора и обеспечивающие смещения на входах операционных усилителей. Для наблюдения импульсов на выводах выходных транзисторов в схеме должны быть установлены дополнительные нагрузочные резисторы, определяющие схему их включения.

Рассмотрим схему включения ШИМ преобразователя в системе управления импульсным источником питания, пользуясь обозначениями на принципиальной схеме, приведенными на рис. 2.2, и функциональной схемы – на рис. 2.7.

При подаче напряжения питания на вход импульсного источника на транзисторе Q3 включается автогенераторный вспомогательный источник, который формирует на своих вторичных обмотках два напряжения. Первое предназначено для запитки

стабилизатора канала дежурного режима, а второе – для подачи питающего постоянного напряжения на микросхему ШИМ стабилизатора. Обмотка трансформатора Т6, с которой снимаются напряжения для питания IC1 и стабилизатора канала дежурного режима (+5VSB), включена во вторичную цепь источника питания. Это означает, что общие проводники этих цепей объединены между собой. Таким образом, питание ШИМ преобразователя производится напряжением, гальванически развязанным от первичной сети питания. Напряжение, подаваемое на вывод 12 микросхемы IC1 от выпрямителя на D9, нестабилизированно и служит для начального запуска этой микросхемы. В зависимости от величины нагрузки канала дежурного режима +5VSB уровень напряжения на вторичной обмотке трансформатора Т6, а, следовательно, и питания на IC1/12, будет изменяться в некоторых пределах.

Для формирования пилообразного напряжения внутренним генератором микросхемы IC1 между ее выводом 6 и общим проводом вторичного напряжения подключен резистор R29 с номинальным значением сопротивления 12 кОм, а между общим проводом и выводом IC1/5 включен конденсатор С18 емкостью 1500 пФ. Согласно сервисной документации на микросхему TL494, расчет частоты генерации, применительно к элементам данной принципиальной схемы, может быть произведен по следующей формуле:

$$F_г = \frac{1}{R_{28} C_{18}} \qquad (2.1)$$

При указанных значениях элементов RC цепочки, частота работы генератора составляет ≈55,5 кГц. Внутренний генератор формирует сигнал с нарастающим напряжением, форма которого представлена на верхней диаграмме рис. 2.8. Согласно данным технической документации на микросхему TL494, нарастание напряжения доходит до уровня +3 В, после чего конденсатор разряжается и напряжение на нем скачком падает до нулевого значения. Затем процесс циклически повторяется (см. диаграммы на рис. 2.8). Вид сигналов имеет качественный характер и не отражает реальных временных и амплитудных соотношений.

Пилообразное напряжение подается на инвертирующие входы компаратора «мертвой зоны» – элемент DA1 и ШИМ компаратора – элемента DA2. Ко второму входу компаратора подключен внутренний источник начального смещения, величина которого задана и составляет 100 мВ. На диаграмме 1 рис. 2.8 наличие этого источника условно изображено прямой линией, пересекающей «зубцы» пилообразного напряжения. Компаратор является пороговым устройством, поэтому на его выходе формируется

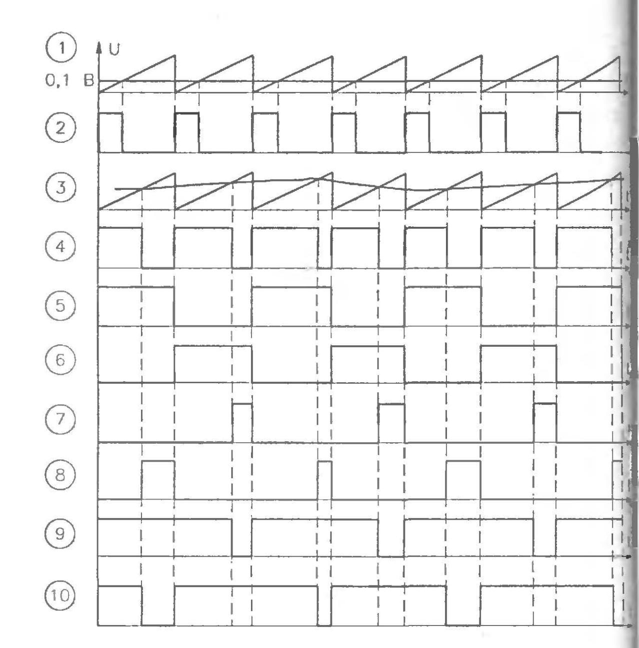


Рис. 2.8. Диаграммы напряжений, иллюстрирующие работу микросхемы TL494

сигнал, значения которого принимают только два состояния. Если на инвертирующем входе напряжение превышает уровень напряжения на неинвертирующем, то на выходе компаратора устанавливается низкое напряжение, в данном случае нулевое. И наоборот, если величина напряжения на инвертирующем входе меньше, чем на неинвертирующем, то на выходе напряжение принимает значение высокого уровня, близкого к уровню питания. В нашем случае, когда напряжение начального смещения на неинвертирующем входе компаратора DA1 больше напряжения пилообразного генератора, поданного на второй вход, выходное напряжение (диаграмма 2 на рис. 2.8) имеет высокий уровень. Ко входу IC1/4 подключены дискретные элементы каскадов только с положительным напряжением питания. Смещение на неинвертирующем входе DA1 на величину 100 мВ является минимальным, и приращение напряжения на IC1/4 может только увеличить его. Поэтому можно сделать вывод о том, что длительность импульсов, формируемых на выходе DA1, при данном начальном смещении имеет минимальное значение и с повышением напряжения на выводе IC1/4 длительность импульсов положительной полярности будет только увеличиваться. Какое влияние это свойство оказывает на работу всей схемы управления, будет рассмотрено ниже.

Периодическая последовательность импульсов с выхода компаратора DA1 поступает на цифровой логический элемент типа ИЛИ – DD1. Частота следования импульсов определяется временны́ми характеристиками пилообразного напряжения.

Усилитель ошибки на элементе DA3 проводит сравнение напряжения обратной связи и опорного напряжения, уровень последнего определяется соотношением резисторов R23 и R24, подключенных между выводом IC1/14 и общим проводом. Внутренний каскад схемы IC1 формирует на выводе IC1/14 стабильное напряжение с номинальным значением +5 В. Резисторы R23 и R24 образуют делитель напряжения, средняя точка которого подключена через вывод IC1/2 к инвертирующему входу операционного усилителя DA3. На неинвертирующий вход DA3 через два резистора R46 и R47 поступает напряжение от выходов вторичных каналов напряжения со значениями +5 В и +12 В соответственно. Вход IC1/1 через параллельно соединенные резисторы R25 и R26 подключен к общему проводу вторичного питания. Величины сопротивлений резисторов R25, R26, R46 и R47, образующих делитель, подобраны таким образом, что при номинальных значениях выходных вторичных напряжений на выводе IC1/1 устанавливается напряжение чуть ниже значения +2,5 В. Этим создано некоторое начальное дифференциальное смещение на входах DA3. Усилитель DA3 работает в линейном режиме, параметры усиления определяются внутренней схемотехникой этого каскада. Питание DA3 осуществляется только от внутреннего источника с положительным значением напряжения. Следовательно, изменение выходного напряжения на DA3 может происходить только в положительной области. Для выполнения этого условия напряжение на выводе IC1/1 не должно превышать +2,5 В. Превышение этого порога приведет к тому, что на выходе DA3 установится напряжение с нулевым значением. Далее будем предполагать, что этого не происходит, и схема работает в некотором заданном для зоны регулировки диапазоне.

Итак, на входе IC1/2 – напряжение постоянное, а на вход IC1/1 поступает напряжение обратной связи, которое имеет отклонение, определяемое поведением нагрузки. На выходе усилителя DA3 формируется сигнал рассогласования, или ошибки, точность которого определяется параметрами стабильности внутреннего источника опорного напряжения микросхемы IC1. Понятно, что все его отклонения от номинала будут передаваться на IC1/2. Выход DA3 подключен к неинвертирующему входу ШИМ компаратора – DA2, на второй его вход подается пилообразное напряжение от генератора. Формы различных сигналов на входах DA2 показаны на диаграмме 3, приведенной на рис. 2.8. Линией, пересекающей «пилу», изображено напряжение на неинвертирующем входе DA2. Внешний вид результирующего сигнала на выходе DA2 представлен на диаграмме 4 (см. рис. 2.8). Видно, что импульсы положительной полярности формируются здесь в том случае, когда уровень напряжения, поданного с выхода DA3, превышает уровень линейно нарастающего напряжения на инвертирующем входе DA2. На диаграмме 4 показано, как происходит изменение длительности положительных импульсов и соответственно паузы между ними в зависимости от формы напряжения на выходе DA3. Длительность положительного импульса увеличивается по мере возрастания уровня на выходе DA3, то есть продолжительность импульса прямо пропорциональна уровню напряжения на выходе усилителя рассогласования. Последовательность импульсов подается на второй вход цифрового элемента DD1, на первый вход которого поступает импульсный сигнал с выхода DA1 – компаратора «мертвой зоны».

Элементы микросхемы IC1, работа которых описана выше, входят в аналоговую часть обработки и формирования сигналов. Необходимо отметить, что компараторы занимают здесь пограничное положение. Получая по входам аналоговые сигналы, на выходах они формируют двухуровневый сигнал. Компоненты же с буквенным обозначением DD относятся к элементам исключительно цифровой автоматики, работающими с дискретными сигналами как по входам, так и по выходам. Сигналы имеют только два уровня. В позитивной логике (этой терминологии мы будем придерживаться и далее) логической единицей принято считать значение напряжения, близкое к уровню положительного питания. Уровень логического нуля – низкий уровень, близкий к потенциалу общего провода.

Выходное состояние элемента DD1, логическое ИЛИ, принимает значение логической единицы тогда и только тогда, когда хотя бы на одном (произвольном) из его входов сигнал также имеет высокий логический уровень. Выход считается в состоянии низкого уровня, когда на все входы логического элемента типа ИЛИ подводятся напряжения также низкого уровня.

Вид импульсных сигналов на входах элемента DD1 представлен на диаграммах 2 и 4 (см. рис. 2.8). По времени начало формирования положительных импульсов на обеих диаграммах совпадает, но их длительность больше в последовательности, поступающей с выхода DA3. В данном случае выходной сигнал элемента DD1 будет совпадать с диаграммой 4. Последовательность, полученная на выходе DD1, является базовой для формирования конечного управляющего воздействия на силовые элементы усилителя мощности. Все временны́е соотношения конечного сигнала уже заложены в этой исходной последовательности. Выход DD1 соединен со счетным входом C динамического триггера –

DD2, а также с одним из входов каждого из логических элементов DD5 и DD6.

Состояние выходов динамического триггера изменяется с поступлением положительного фронта импульса на его счетный вход. В этот момент состояние информационного входа, вывод D, «переписывается» (повторяется) на прямой выход триггера – вывод Q. Выход (–Q) всегда имеет состояние противоположное Q.

На функциональной схеме, представленной на рис. 2.7, показано, что динамический триггер DD2 (D-триггер) имеет соединение инверсного выхода с информационным входом – D. Такое подключение триггера устанавливает его в режим деления частоты импульсной последовательности, поступающей на счетный вход, на два. Срабатывание триггера, то есть изменение состояния его парафазных выходов, происходит только в момент поступления на вход C положительного фронта импульса. В это время каждый из его выходов меняет свое состояние на противоположное. Выводы Q и D соединены между собой, поэтому любое изменение состояния выхода Q передается на вход D. В результате каждый фронт, поступающий по входу C, переписывает на выходы измененный уровень входа D. Между приходом двух фронтов состояние выходов триггера сохраняется стабильным, что показано на диаграммах 5 и 6 (см. рис. 2.8). Диаграмма 5 соответствует состоянию прямого выхода триггера – вывод Q, а диаграмма 6 – изменению состояния инверсного выхода – вывод (–Q). Переключение триггера происходит по положительным фронтам последовательности диаграммы 4.

Процесс цифрового деления исходной частоты на два имеет важную особенность: независимо от вида (временных соотношений импульсов и пауз) входного импульсного сигнала, в последовательности, полученной в результате деления, длительности импульсов и пауз будут равны (см. диаграммы 5 и 6 на рис. 2.8).

Выход Q триггера DD2 подключен к одному из входов элемента DD3, а инверсный выход (–Q) – к одному из входов логического элемента DD4. Двухвходовые элементы DD3 и DD4 выполняют функцию логического И. Элементы этого типа формируют на выходных выводах сигналы высокого логического уровня в случае, когда все их входы имеют также высокие уровни. При любой иной комбинации логических уровней на входах элемента И выход его будет оставаться низким. Все входы логического элемента оказывают одинаковое воздействие на формирование выходного сигнала, то есть они равноправны. Если на один из входов постоянно подавать высокий логический уровень, то он окажется разрешающим и не будет воздействовать на прохождение через элемент сигнала со второго входа. Или иначе, все изменения сигнала, установленного на втором входе, будут точно повторяться на выходе.

На рис. 2.7 вывод микросхемы IC1/13 соединен с одним из входов элементов DD3 и DD4 и может быть использован для блокировки импульсных сигналов, поступающих на элементы DD3 и DD4 от выходов триггера DD2. Блокировка осуществляется подачей на этот вывод сигнала низкого логического уровня. В данной принципиальной схеме вывод IC1/13 постоянно соединен с IC1/14 – выходом источника внутреннего опорного напряжения +5 В. Этот потенциал является постоянным разрешением для прохождения последовательностей от выходов триггера на выходы DD3 и DD4. Следовательно, форма напряжения на входах и выходах элементов соответственно DD3 и DD4 будет идентична. В данном случае эти элементы выполняют функции буферных элементов и повторителей.

Последние элементы, установленные в цепи формирования ШИМ сигнала, это двухвходовые элементы DD5 и DD6. По одному входу этих элементов подключено к DD3 и DD4 соответственно, а другая пара входов элементов DD5 и DD6 объединена между собой и подключена к выходу DD1. Элементы DD5 и DD6 используются для исполнения логической функции типа ИЛИ-НЕ. Эти элементы осуществляют логическую операцию, аналогичную DD1, но добавляют еще и отрицание, которое в цифровой технике эквивалентно инвертированию. На выходе логического элемента ИЛИ-НЕ появляется сигнал низкого уровня, когда хотя бы на одном из его входов установлено напряжение высокого уровня. Если у двухвходового элемента ИЛИ (ИЛИ-НЕ) ввести некоторое абстрактное различие между входами и один рассматривать как информационный, а второй – как разрешающий, то можно сделать вывод о том, что для прохождения данных от первого входа на выход элемента на входе разрешения должен быть установлен низкий уровень напряжения. При подаче высокого уровня на вход разрешения информация блокируется, и на выходе постоянно присутствует низкий уровень. Это справедливо для логики работы элемента типа ИЛИ-НЕ.

На входе DD5 действуют сигналы, поступающие от выходов DD1 (см. диаграмму 4 на рис. 2.8) и DD3 (см. диаграмму 5). В результате логического сложения этих входных воздействий с инвертированием на выходе элемента DD5 появляется сигнал, показанный на диаграмме 7. Аналогично на диаграмме 8 представлена форма импульсов, полученных на выходе элемента DD6. Импульсы положительной полярности поступают на выходы DD5

и DD6, когда оба входных сигнала у каждого из этих элементов принимают значение низкого уровня.

Из диаграмм 4, 7 и 8 видно, что на выходах элементов DD5 и DD6 появляются чередующиеся импульсы последовательности диаграммы 4. Рабочими импульсами на диаграмме 4 будем считать временные интервалы, границы которых очерчены спадом и фронтом, то есть начало импульса – это спад положительного напряжения, а его окончание – положительный фронт. Один импульс с выхода DD1 поступает на выход элемента DD5, а входной сигнал на DD6 в этот момент блокирован высоким уровнем, поданным от инвертирующего выхода триггера DD2. Следующий импульс из последовательности на выходе DD1 появляется уже на выходе DD6, а в DD5 он блокируется высоким уровнем, поступающим от прямого выхода триггера DD2. На выходе каждого из логических элементов DD5 и DD6 поочередно появляются импульсы из последовательности, сформированной на выходе DD1.

На выходах DD5 и DD6 формируются две последовательности импульсов. Частота следования импульсов в каждой из них в два раза ниже, чем частота пилообразного напряжения на конденсаторе C11. Импульсы положительной полярности двух последовательностей разнесены во времени, то есть интервалы их действия не пересекаются. Далее каждая последовательность используется для управления своим транзистором полумостового импульсного усилителя мощности. Достаточно важным является вопрос корректного формирования импульсных последовательностей для возбуждения транзисторной схемы усилителя мощности, поэтому необходимо рассмотреть некоторые граничные случаи работы схемы источника питания и реакцию на них элементов микросхемы IC1.

Временное положение импульсов жестко определено формой пилообразного напряжения. Спады импульсов в каждой из последовательностей синхронизированы со спадами линейно нарастающего напряжения, формируемого генератором микросхемы. Временное положение спада не изменяется. Если рассмотреть диаграмму 3, то можно отметить, что положение спада импульса, формируемого ШИМ компаратором (см. диаграмму 4), зависит от текущего соотношения значений напряжения «пилы» и напряжения рассогласования. Понижение уровня напряжения рассогласования на диаграмме 4 вызывает «сдвиг» начала импульса влево. Положение фронта этого импульса, то есть его окончание, жестко определяется моментом спада пилообразного напряжения, следовательно, происходит увеличение его длительности. Частота импульсов не изменяется, а их длительность регулируется выходным уровнем усилителя рассогласования DA3.

В начале описания работы ШИМ преобразователя упоминалось о так называемом компараторе «мертвой зоны» (см. диаграммы 1 и 2). Теперь, когда стал понятен общий механизм работы всей схемы широтно-импульсного модулятора, следует пояснить необходимость его наличия в схемах подобного типа.

На элементе DD1 производится логическое сложение импульсных сигналов от компараторов DA1 и DA2. Ранее было сделано предположение, что положительный импульс компаратора DA2 имеет большую ширину, чем аналогичный выходной импульс от DA1. Однако, если начнется процесс сужения импульса от DA2, то при нулевом уровне сигнала от DA1 в предельном случае на выходе DD1 установится постоянный низкий уровень. Триггер DD2 не сможет проводить коммутацию своих выходов, а на DD5 и DD6 появятся постоянные противоположные логические уровни. При этом остановится процесс коммутации транзисторов силового каскада. Для защиты от возникновения подобной ситуации предназначен компаратор «мертвой зоны». При сужении импульса от DA2 наступает такой момент, когда длительность положительного импульса от DA1 становится определяющей при сложении сигналов, поступающих на входы DD1. Положительный импульс на выходе DD1 не может быть уже выходного импульса компаратора «мертвой зоны». Если проследить поведение цифровой части схемы в этом случае, то будет видно, что в результате преобразований на выходах DD5 и DD6 появятся последовательности положительных импульсов, длительности которых будут совпадать с паузами (логическими нулями) на диаграмме 2. Пауза же между этими импульсами будет равна длительности положительных импульсов на диаграмме 2. Это означает, что узел на компараторе «мертвой зоны» гарантированно обеспечивает появление в выходных каскадах ШИМ преобразователя последовательностей импульсов с заданными интервалами пауз между импульсами. Такой механизм действий позволяет увеличить поступление энергии во вторичную цепь и возобновить процесс ШИМ регулирования с помощью усилителя DA3 и компаратора DA2. Пауза, образованная за счет наличия источника 100 мВ на входе DA1, позволяет исключить появление сквозных токов в силовых транзисторах усилителя мощности.

Появлением импульсных сигналов на выходах элементов DD5 и DD6 заканчивается логическая обработка сигнала рассогласования и формирование ШИМ последовательностей в преобразователе. Вид этих последовательностей импульсов останется

неизменным до их подачи на силовые элементы усилителя мощности. Все каскады, установленные между выходами элементов DD5, DD6 и базовыми цепями транзисторов усилителя мощности, предназначены только для увеличения энергетических характеристик импульсов управления и согласования их уровней.

Внутренние транзисторы VT1 и VT2 микросхемы IC1 используются для первичного усиления управляющих последовательностей импульсов, которые подаются на их базы от элементов DD5 и DD6. Выводы этих транзисторов не имеют внутренних подключений к каким-либо нагрузочным резистивным цепям. Они специально оставлены свободными для применения транзисторов в различных вариантах схем включения. На принципиальной схеме, приведенной на рис. 2.2, показано, что каскад ШИМ регулятора имеет трансформаторную связь с усилителем мощности. Это традиционный подход к формированию цепей согласования низковольтного, относительно маломощного, узла управления и силового высоковольтного каскада. Непосредственное подключение выходных транзисторов микросхемы TL494 к трансформатору согласования используется редко. Обычно применяется каскад промежуточного усиления, построенный на транзисторах типа 2SC945, аналогичный представленному на схеме (см. рис. 2.2). Каскад предназначен для усиления по уровню и мощности импульсных сигналов, подаваемых в базовые цепи транзисторов силового каскада через трансформатор T2, до уровня, достаточного для запуска полумостового усилителя и коммутации транзисторов Q9 и Q10.

В импульсных блоках питания транзисторы 2SC945 или их функциональные аналоги применяются очень широко независимо от фирмы-производителя изделия. Предельные значения основных технических параметров представленных здесь транзисторов следующие:

- максимальная мощность рассеивания – 250 мВт;
- напряжение коллектор-база – 60 В;
- напряжение коллектор-эмиттер – 50 В;
- напряжение эмиттер-база – 5 В;
- ток коллектора – 100 мА;
- ток базы – 20 мА;
- типовое значение коэффициента усиления в схеме с общим эмиттером – 185–200;
- типовая емкость перехода коллектор-база – 3 пФ;
- типовое значение частоты единичного усиления $f_т$ – 250 МГц.

По отечественной классификации они принадлежат к семейству транзисторов высокой частоты и малой мощности.

Согласно схеме на рис. 2.2, выводы IC1/9,10 а соответственно и эмиттеры транзисторов VT1 и VT2 микросхемы TL494, подключены к общему проводу вторичных напряжений. Выводы IC1/8,11 (или коллекторы выходных транзисторов) соединены с проводником питания IC1 через резисторы R13 и R14 соответственно. Такое использование транзисторов соответствует схеме с общим эммитером и предназначено для работы в ключевом режиме. Транзисторы производят инвертирование сигналов, поступающих от элементов DD5 и DD6. Нагрузкой для выходных транзисторов микросхемы является двухтактный каскад на транзисторах Q7 и Q8. Базы транзисторов Q7 и Q8 соединены с коллекторами VT1 и VT2, смещение на них подано через резисторы R32 и R45. На коллекторе транзистора VT1 сформирована импульсная последовательность, показанная на диаграмме 9 (см. рис. 2.8). Вид последовательности на коллекторе VT2 представлен на диаграмме 10.

Транзисторный каскад на Q7 и Q8 с трансформатором T2 в цепи нагрузки оптимизирован для усиления по мощности импульсных сигналов, поступающих от IC1. Эта особенность использования Q7 и Q8 предъявляет особые требования к выбору структурного построения цепей смещения транзисторов.

Из диаграмм 9 и 10 (см. рис. 2.8), отражающих вид последовательностей импульсов на базах Q7 и Q8, следует, что существуют временные интервалы, когда на базах обоих транзисторов устанавливается высокий потенциал. В эти промежутки оба транзистора открыты. Транзисторы закрываются поочередно. Когда транзистор Q8 закрыт сигналом низкого уровня, поданным от коллектора VT1, транзистор Q7 открыт, и наоборот, в момент закрывания Q7 транзистор Q8 остается открытым.

Эмиттеры транзисторов Q7 и Q8 объединены и через два последовательно соединенных диода D16 и D17 подключены к общему проводу вторичной цепи питания. Параллельно диодам D16 и D17 установлен электролитический конденсатор C20. Благодаря этому на эмиттерах транзисторов Q7 и Q8 уровень напряжения поддерживается постоянным. Значение напряжения на положительной обкладке C20 составляет +1,6 В. В момент поступления закрывающего импульса на базу одного из транзисторов Q7 или Q8, соответствующий транзистор из пары VT1 и VT2 находится в состоянии насыщения. В момент закрывания на базы этих транзисторов воздействует напряжение величиной примерно +0,8 В, следовательно, переход база-эмиттер имеет обратное смещение с напряжением примерно –0,8 В. Создаются условия для быстрого

и эффективного закрывания транзистора промежуточного усилителя мощности. Скорость закрывания/открывания транзистора определяет длительность фронта импульса, формируемого в его коллекторной цепи. Для того чтобы во время переключения транзистор находился в активной области короткий промежуток времени, длительности фронта и спада импульса должны быть минимальными, а скорость открывания и закрывания транзистора – максимальной. Вид сигналов, поступающих на базы транзисторов Q7 и Q8, представлен на рис. 2.9.

Электропитание транзисторного каскада промежуточного усилителя и микросхемы IC1 осуществляется от общего источника напряжения. В коллекторную цепь каждого из транзисторов Q7 и Q8 питание подается через резистор R44, диод D19 и обмотку трансформатора Т2. Диоды, установленные между коллектором и эмиттером транзисторов Q7 и Q8, выполняют защитные функции. Они уменьшают амплитуду паразитных колебаний, возникающих в моменты переключения транзисторов при переходных процессов и обусловленных наличием индуктивной нагрузки (обмотки трансформатора Т2). Диаграмма коллекторного напряжения на транзисторах Q7 и Q8 изображена на рис. 2.10.

На рис. 2.10 представлена диаграмма напряжения на коллекторе одного из транзисторов промежуточного усилителя в произвольный момент времени. Следует учитывать, что на коллекторе второго транзистора формируются аналогичные по

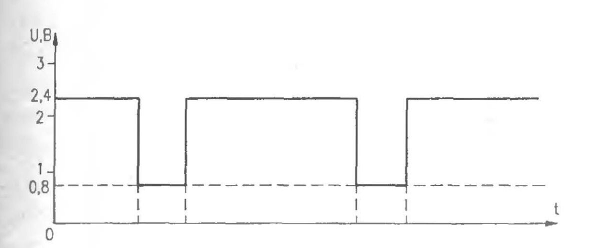


Рис. 2.9. Диаграмма напряжения на базах транзисторов Q7, Q8

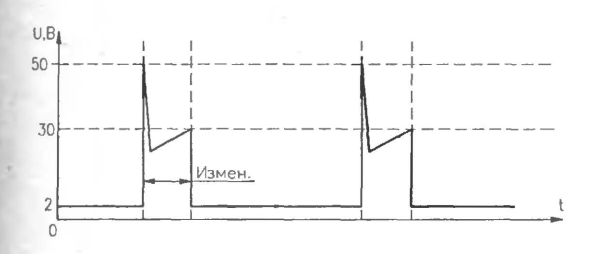


Рис. 2.10. Диаграмма напряжения на коллекторах транзисторов Q7, Q8

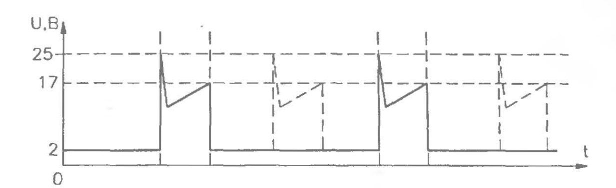


Рис. 2.11. Фрагмент импульсной последовательности в точке подключения катода D19 к обмотке трансформатора Т2

виду, но сдвинутые по времени, импульсы. Фрагмент импульсной последовательности в точке подключения катода диода D19 к обмотке трансформатора Т2 показан на рис. 2.11.

На рис. 2.11 условно сплошными линиями выделены контуры импульсов, которые появляются при коммутации транзистора Q7, а пунктирными – при переключении транзистора Q8.

Диод D19 установлен для снижения влияния импульсного сигнала, возникающего в средней точке первичной обмотки трансформатора Т2 на цепь питания микросхемы IC1.

2.4.3. Импульсный усилитель мощности

Каскад усилителя мощности импульсного преобразователя подключен к выпрямителю на диодах D11 – D14. Выпрямленное напряжение первичной сети фильтруется комбинированным фильтром, состоящим из дросселя Т и последовательно соединенных электролитических конденсаторов C5 и C6. Параллельно каждому конденсатору фильтра подключены резисторы R30 и R31 соответственно. Включение резисторов не обязательно, поэтому не все производители источников питания применяют их в своих конструкциях. Резисторы используются для ускоренного разряда емкостей фильтра при выключении источника питания. Конденсаторы C5 и C6 в данном варианте схемы имеют двойное назначение: первое – фильтрация выпрямленного сетевого напряжения питания и второе – работа в составе схемы полумостового усилителя мощности. Эти конденсаторы вместе с силовыми транзисторами Q9 и Q10 образуют схему полного моста, в диагональ которого последовательно с конденсатором C7 включена первичная обмотка силового импульсного трансформатора Т3. Общее описание полумостового усилителя приведено в главе 1. Там же соотношением (1.13) были установлены минимальные требования к емкости конденсаторов полумостовой схемы. В импульсных источниках для персональных компьютеров, как правило, применяется схема включения фильтрующих конденсаторов,

аналогичная схеме, приведенной на рис. 2.2. При таком включении допускается применение конденсаторов C5 и C6 с максимальным рабочим напряжением на каждом в 200 В, так как в точке соединения этих конденсаторов устанавливается напряжение близкое к $U_п/2$. А совмещение их функций позволяет сэкономить два неполярных конденсатора емкостью 0,5–1,0 мкФ и рабочим напряжением не менее 200 В.

Параллельно каждому силовому транзистору Q9 и Q10 установлен защитный диод D23 и D24 соответственно, устраняющий выбросы напряжения в моменты коммутации транзисторов, а также служащий для создания пути частичного возврата энергии, запасенной в силовом импульсном трансформаторе, в источник первичного питания. Наличие конденсатора C7 исключает насыщение сердечника трансформатора T3 при возникновении асимметрии временных интервалов протекания тока через первичную обмотку T3. Конденсатор C7 устраняет постоянную составляющую в цикле перемагничивания сердечника и этим исключает увеличение токовой нагрузки на одном из силовых транзисторов. К первичной обмотке трансформатора T3 подключена демпфирующая RC цепь на элементах R48 и C25. Цепь предназначена для гашения паразитных высокочастотных колебаний, возникающих в моменты переключения транзисторов в контуре, образованном межвитковой емкостью первичной обмотки T3 и ее индуктивностью рассеяния. Конденсатор C25 дополняет общую паразитную емкость первичной обмотки трансформатора T3, что приводит к снижению частоты паразитных колебаний и уменьшению их амплитуды. Ввод резистора R48 в колебательный контур снижает его добротность и способствует ускорению затухания колебательного процесса.

Усилитель мощности работает под управлением колебаний, сформированных ШИМ регулятором. С помощью трансформатора T2 осуществляется согласование уровней импульсных колебаний его первичной цепи и входом силового каскада. Входная сигнальная цепь усилителя мощности образована вторичными обмотками трансформатора T2 и элементами, установленными между этими обмотками и базами транзисторов Q9 и Q10. Энергетические характеристики импульсных последовательностей управления и параметры трансформатора выбираются на основании оценки:

- усилительных свойств транзисторов силового каскада;
- структуры базовой цепи силового транзистора;
- инерционных свойств транзисторов, примененных в усилителе мощности.

Усилительный каскад (см. рис. 2.2) отличается от источников питания, используемых для компьютеров типа AT и более ранних моделей. Силовой каскад в источниках питания ATX форм-фактора работает исключительно под управлением внешних колебаний, поэтому базовые цепи транзисторов Q9 и Q10 имеют структуру, обеспечивающую только работу в этом режиме. Здесь нет никаких элементов смещения, предусмотренных для начального автозапуска.

Каждая из вторичных сигнальных обмоток трансформатора T2 подключается к соответствующему силовому транзистору между базовой цепью пассивных элементов и эмиттером этого транзистора. Включение вторичных обмоток согласующего трансформатора T2 выбрано таким образом, чтобы обеспечить подачу отпирающих импульсов в базовые цепи транзисторов Q9 и Q10 в противофазе. Микросхемой IC1 сформированы две последовательности, поступающие на двухтактный усилительный каскад на транзисторах Q7 и Q8. Во время коммутации Q7 и Q8 во вторичных обмотках трансформатора T2 наводится ЭДС самоиндукции. В дальнейшем при обсуждении вопроса о прохождении сигналов на вторичных обмотках T2, мы рассмотрим и форму напряжения в точках подключения этих обмоток к анодам диодов D21 и D22. Во время закрывания транзистора Q8 импульс положительной полярности появляется на вторичной обмотке, подсоединенной к базовой цепи транзистора Q9. Соответственно при запирании транзистора Q7 аналогичный сигнал возникает на обмотке, соединенной с базовой цепью Q10. Каждый из транзисторов в паре Q7 и Q8 управляет силовым транзистором. Сигналы управления, то есть импульсы положительной полярности, разнесены во времени и разделены паузами – интервалами «мертвая зона». Вид импульсных сигналов на вторичных обмотках трансформатора T2 и напряжения на базах транзисторов Q9 и Q10 представлен на рис. 2.12. На том же рисунке изображены напряжения на коллекторах Q7 и Q8.

На диаграмме напряжения на рис. 2.12а показан общий вид импульсной последовательности, формируемой на коллекторе транзистора Q8. На рис. 2.12е представлен вид сигналов на базовой обмотке транзистора Q9. Импульсы положительной полярности на этой обмотке образуются во время закрывания транзистора Q8. Форма сигнала непосредственно на базе транзистора Q9 приведена на диаграмме (см. рис. 2.12в). Таким образом, импульсы положительной полярности на всех элементах базовой цепи Q9 синфазны с сигналом на коллекторе транзистора Q8.

Аналогичная картина наблюдается при работе транзистора Q7 и базовой цепи силового транзистора

Q10. Сигналы в этих цепях также синфазны. Их вид показан на диаграммах (см. рис. 2.12б – сигнал на коллекторе Q7, рис. 2.12г – последовательность на базе Q10, рис. 2.12д – форма импульсов на базовой обмотке Q10).

Измерение напряжений на коллекторах Q7 и Q8 проведено относительно общего провода вторичных напряжений. Напряжения на вторичных обмотках и базах транзисторов Q9 и Q10 измерены относительно эмиттера соответствующего транзистора.

Импульсный сигнал в базовой цепи каждого силового транзистора имеет три уровня и три различных рабочих интервала. Рассмотрим каждый рабочий интервал на примере транзистора Q9. Можно предположить, что цикл начинается с фронтом импульса положительной полярности. Импульсы воздействуют на переход база-эмиттер, открывая транзистор и переводя его в режим насыщения. В интервале действия положительного уровня на базе состояние открытого транзистора не изменяется. Затем следует спад положительного импульса, транзистор Q9 переходит в закрытое состояние, длящееся до следующего фронта положительного импульса. В момент спада транзистор закрывается, начинается временно́й интервал «мертвой зоны», в течение которого оба транзистора закрыты. По окончании «мертвой зоны» на базовую обмотку Q9 воздействует импульс отрицательной полярности, усиливая эффект запирания. Но в этот же момент на второй транзистор усилителя – Q10 поступает положительный импульс, и он открывается. На базе Q9 отрицательный импульс вновь сменяется «мертвой зоной», сохраняя его в режиме отсечки тока. Следующий фронт импульса положительной полярности завершает данный цикл и начинает новый. Стадии работы транзистора Q10 полностью аналогичны, но сдвинуты по времени относительно описанного процесса. Интервалы «мертвой зоны» по времени для обоих транзисторов совпадают.

Транзисторы Q9 и Q10 работают в ключевом режиме. Включаясь поочередно, они попеременно подключают вывод первичной обмотки Т3 (точка соединения эмиттер Q9 – коллектор Q10), то к положительному потенциалу источника первичного напряжения (положительная обкладка конденсатора С5), то к отрицательному (отрицательная обкладка конденсатора С6). При открытом транзисторе Q9 через первичную обмотку трансформатора Т3 протекает ток по цепи: положительная обкладка конденсатора С5 – переход коллектор-эмиттер транзистора Q9 – первичная обмотка трансформатора Т3 – конденсатор С7 – точка соединения конденсаторов С5 и С6. В течение этого интервала происходит частичная подзарядка конденсатора С6, разрядка конденсатора С5 и перемагничивание сердечника трансформатора Т3. В течение «мертвой зоны» значение заряда на конденсаторах С5 и С6 практически не меняется, так как постоянная времени разряда этих конденсаторов через резисторы R30 и R31 гораздо больше интервала «мертвой зоны». В течение «мертвой зоны» оба силовых транзистора Q9 и Q10 закрыты. В этот момент их можно рассматривать, как пару высокоомных сопротивлений, включенных последовательно. Одинаковые по величине сопротивления транзисторов образуют делитель напряжения. Напряжение на коллекторе Q10 устанавливается на уровне, равном половине напряжения питания силового каскада, и сохраняет свое значение в течение всего интервала «мертвой зоны». При открывании транзистора Q10 направление протекания тока через первичную обмотку трансформатора Т3 изменяется на противоположное. Цепь протекания тока в этом случае следующая: точка соединения конденсаторов С5 и С6 – конденсатор С7 – первичная обмотка трансформатора Т3 – переход коллектор-эмиттер транзистора Q10 – отрицательный полюс первичного источника питания. Конденсатор С5 в это время получает дополнительный заряд, а конденсатор С6

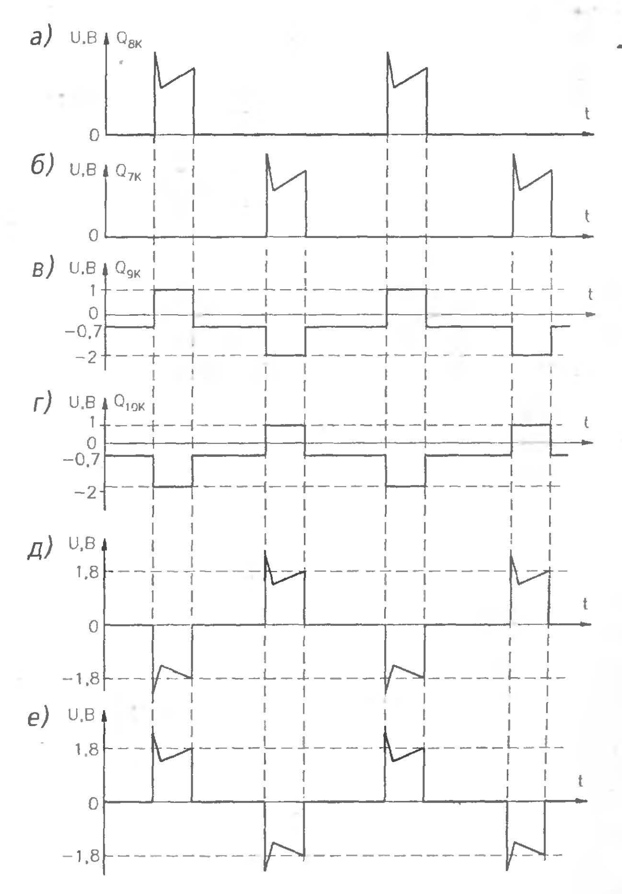


Рис. 2.12. Вид импульсных сигналов в цепях силовых транзисторов Q9 и Q10

частично разряжается. Во время открывания транзистора Q10 перемагничивание сердечника Т3 происходит в направлении, обратном предыдущему. Если баланс циклов открывания и закрывания транзисторов Q9 и Q10 соблюдается, то перемагничивание сердечника происходит симметрично. Напряжение в точке соединения С5 и С6 в этих условиях сохраняется постоянным на уровне, равном половине напряжения питания.

При проектировании источника питания и расчете элементов базовой цепи силового транзистора основное внимание уделяется обеспечению максимальной скорости его переключения. Чем короче этап переключения, тем меньше выделяется тепловой энергии и выше общий КПД импульсного преобразователя напряжения. Для ускорения процесса переключения в базовую цепь транзистора Q9 включена цепочка: конденсатор С21 – диод D21 – резистор R36. Аналогичная последовательность из элементов С22, D22 и R37 имеется в базовой цепи транзистора Q10. Так как базовые цепи у обоих транзисторов абсолютно идентичны и процессы, протекающие в них, те же, то объяснение работы этой цепочки будет рассмотрено на примере ее взаимодействия с транзистором Q9. Таким образом, все, что сказано для базовой цепи транзистора Q9, будет справедливо и для аналогичных элементов, подключенных к транзистору Q10. Естественно, что при сопоставлении процессов, протекающих в транзисторах Q9 и Q10, нужно учитывать времено́й сдвиг.

В начальный момент возникновения положительного напряжения на обмотке, подключенной к базовой цепи транзистора Q9 (положительная обкладка конденсатора С21), конденсатор С21 разряжен и представляет собой коротко замкнутую цепь. По цепи: конденсатор С21 – резистор R40, переход база-эмиттер транзистора Q9 – начинает протекать максимально возможный ток. Такой скачок тока позволяет произвести резкое открывание транзистора Q9. По мере зарядки конденсатора С21 происходит падение уровня тока, протекающего через него в базу транзистора Q9. Когда конденсатор С21 полностью зарядится, ток, поступающий через него, снизится до нуля. Напряжение на обкладках конденсатора определяется падением напряжения на диоде D21 и резисторе R36, через которые протекает ток базы транзистора Q9, поддерживающий его в открытом состоянии после зарядки конденсатора С21. По окончании положительного импульса в обмотке трансформатора Т2 и начала «мертвой зоны» резко, благодаря заряженному конденсатору С21, меняется полярность напряжения, приложенного к переходу база-эммитер транзистора Q9. Это приводит к ускоренному закрыванию транзистора Q9 и рассасыванию избыточных носителей в базе. Напряжение на переходе база-эмиттер принимает небольшое отрицательное значение. Диод D21 с момента наступления интервала «мертвой зоны» имеет обратное смещение, что позволяет сохранять напряжение на конденсаторе С21 неизменным в течение всего интервала. Наличие этого элемента имеет существенное значение для работы всей схемы. При отсутствии диода происходил бы постепенный перезаряд емкости конденсатора С21, и базовый потенциал транзистора Q9 постепенно приближался бы к потенциалу его эмиттера, снижая степень его «закрытости». На диаграмме, приведенной на рис. 2.12в (а также на рис. 2.12г), интервал «мертвой зоны» отмечен прямой неспадающей линией с уровнем примерно –0,7 В. При возникновении на базовой обмотке импульса отрицательной полярности, соответствующего открыванию транзистора Q10, усиливается степень закрывания транзистора Q9, надежно поддерживая его в этом состоянии, в то время как транзистор Q10 открыт и находится в проводящем состоянии. После отрицательного импульса на переход база-эмиттер транзистора Q9 вновь воздействует сигнал паузы, и транзистор Q9 сохраняет закрытое состояние. А для транзистора Q10 наступает время первичного выхода из проводящего состояния. Завершение второго интервала «мертвой зоны» для Q9 наступает с приходом нового фронта импульса положительной полярности. Рабочий цикл для Q9 вновь начинается с ускоренного открывания этого транзистора током, протекающим через конденсатор С21. На базовую цепь транзистора Q10 поступает отрицательный импульс напряжения и, благодаря действию конденсатора С22 и диода D22, в этот промежуток времени он находится в закрытом состоянии.

После пояснений работы элементов базовых цепей силовых транзисторов становится понятно, почему конденсаторы С21 и С22 являются ускоряющими или форсирующими процесс переключения транзисторов полумостового усилителя из состояния отсечки в проводящее и обратно. Наличие диодов D21 и D22 влияет на поддержание закрывающего потенциала на базах Q9 и Q10 в течение интервалов «мертвой зоны» и действия импульсов отрицательной полярности.

В завершение описания работы силового каскада приведем диаграммы напряжений в точке соединения эмиттера Q9 и коллектора Q10. На рис. 2.13 представлены три диаграммы, показывающие поведение силового каскада в целом при изменении уровня нагрузки во вторичных каналах.

На рис. 2.13а показана форма напряжения на коллекторе транзистора Q10 при полном отсутствии нагрузки во вторичных цепях, подключаемой через разъемные соединители блока питания.

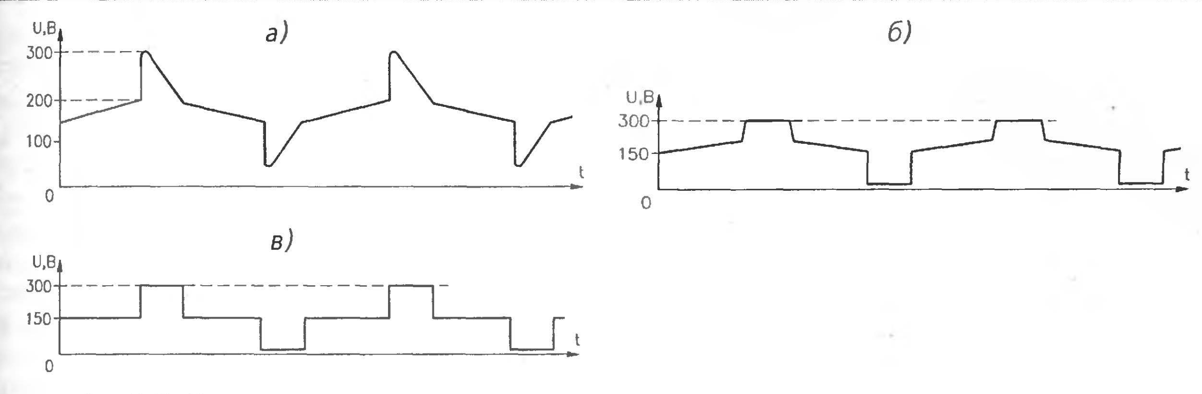


Рис. 2.13. Диаграммы напряжения на силовых транзисторах при различных уровнях нагрузки

Источник питания, выполненный по принципиальной схеме, соответствующей рис. 2.2, может запускаться без ограничения нижнего предела величины нагрузки. Выходы вторичных каналов подключены к внутренним цепям защиты источника питания, которые и в данном случае составляют единственные нагрузочные элементы. Без подключения потребителей энергии к выходам вторичных каналов напряжений общее сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке трансформатора Т3, имеет достаточно большую величину. Поэтому на рис. 2.13а только моменты переключения транзисторов силового каскада имеют короткую продолжительность – крутые фронты и резкие спады. Крутой фронт импульса от напряжения 200 В до уровня 300 В и характерный спад напряжения до 200 В соответствует времени включенного состояния транзистора Q9. Интервал времени от крутого спада напряжения с уровня 100 В практически до нуля и постепенное повышение напряжения до 100 В составляет время нахождения в проводящем состоянии транзистора Q10. Промежуточные интервалы спадающего и возрастающего напряжения между активными состояниями силовых транзисторов – это «мертвые зоны». Если в реальных условиях наблюдать форму импульсов напряжения на коллекторах транзисторов Q9 и Q10, то на осциллографе можно будет увидеть лишь очень тонкие импульсы, больше похожие на выбросы. Это объясняется малым потреблением энергии вторичными цепями источника питания, поэтому сигнал рассогласования, формируемый в IC1, имеет слишком малое отклонение от уровня эталонного опорного напряжения. В результате IC1 формирует очень узкие импульсы управления для возбуждения каскада усилителя мощности. Импульсы положительной полярности малой длительности подают в базовую цепь силового транзистора достаточно энергии для начального толчка, необходимого для быстрого открывания транзистора. Но энергетического запаса недостаточно для его ускоренного и глубокого запирания, поэтому на диаграмме наблюдаются пологие спады в сигнале при закрывании транзисторов.

Влияние возрастания величины коммутируемого тока на форму напряжения в данной контрольной точке проявляется уже при подключении к выходу вторичного канала +5 В активной нагрузки, потребляющей ток 0,8 А (см. диаграмму на рис. 2.13б). Форма импульсов напряжения стала трапецевидной, и увеличилось время открытого состояния транзисторов Q9 и Q10. Импульсы управления транзисторами Q9 и Q10, поступающие от каскада промежуточного усиления, имеют большую энергетическую насыщенность, однако в течение «мертвой зоны» еще наблюдаются участки плавного изменения уровня напряжения, свидетельствующие о сравнительно медленном закрывании силовых транзисторов.

Практически прямоугольная форма напряжения на транзисторах силового каскада приведена на рис. 2.13в. Такую форму приобретает этот сигнал при уровне нагрузки по каналу +5 В и ≈3 А. На этой диаграмме четко выражены фазы каждого этапа.работы силовых транзисторов. Крутые фронты и спады импульсов, а также горизонтальный уровень напряжения в течение «мертвой зоны» свидетельствуют о том, что источник питания вошел в рабочий режим. Переходные процессы переключения транзисторов занимают сопоставимо малое время относительно интервалов нахождения транзисторов в каждой из активных фаз коммутационного процесса.

2.4.4. Вторичные цепи источника питания

Способы конкретной реализации выходных цепей в источниках питания различных фирм-производителей могут различаться. В данном разделе на примере принципиальной схемы (см. рис. 2.2) будет рассмотрена структура выходных каскадов, которую можно рассматривать в качестве основной.

Также будет показан и альтернативный способ их построения.

Вторичные цепи источника питания – это каскады, выходы которых непосредственно подключаются к устройствам потребителя, то есть к нагрузке. Источником энергии, подаваемой во вторичные цепи, является силовой каскад импульсного преобразователя. Благодаря действию магнитного потока, возбуждаемого переменным током первичной обмотки трансформатора Т3, во вторичных обмотках Т3 наводится ЭДС самоиндукции. Форма ЭДС на вторичной обмотке имеет вид, аналогичный трехуровневому сигналу на коллекторе Q10 (см. рис.2.13). На принципиальной схеме (см. рис. 2.2) выводы вторичных обмоток трансформатора Т3 имеют нумерацию от 1 до 5. Средний вывод вторичной обмотки (точка 3) подсоединен к общему проводу вторичной цепи. Для однозначного подключения начала обмоток трансформатора на рисунке обозначены точками. Количества витков в парных обмотках 2–3 и 3–4, а также 2–1 и 4–5 равны. Таким образом, относительно средней точки существует симметрия вторичных обмоток. Форма переменного сигнала на обмотках 3–2 и 3–4 представлена на рис. 2.14.

В данном случае любая из диаграмм отображает форму напряжений на обеих обмотках, потому что они одинаковы и только сдвинуты во времени. Подключения обмоток 3–2 и 3–4 относительно средней точки противоположны. Противоположны по фазе и сигналы на них. Пусть верхняя диаграмма соответствует напряжению на выводе 2 трансформатора Т3, снятого относительно общего провода вторичной цепи – вывода 3. Тогда на нижней диаграмме представлен вид напряжения на выводе 4, снятого также относительно вывода 3 (временно́й интервал один и тот же). На каждой диаграмме любое отклонение напряжения от нулевого значения (положительное или отрицательное) соответствует времени нахождения одного из силовых

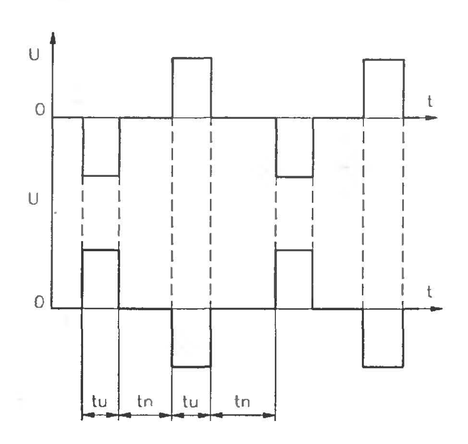


Рис. 2.14. Форма сигнала на вторичных обмотках 3–2 и 3–4 трансформатора Т3

транзисторов в активном, то есть открытом состоянии. Временны́е интервалы, в течение которых на выводах обмоток действуют импульсные сигналы, на рис. 2.14 обозначены как $t_и$. Паузы в активной работе силовых транзисторов преобразователя, предшествующие каждому импульсу и следующие за ним промежутки «мертвых зон», обозначены на рис. 2.14 как $t_п$. Уровень напряжения в этот промежуток времени имеет нулевое значение. Представленные диаграммы качественно отражают картину процесса формирования напряжения на выводах вторичных обмоток трансформатора Т3. Временны́е параметры всех составляющих сигнала полностью зависят от подключенной нагрузки.

Электропитание всех видов нагрузки, подключаемой к вторичным каналам, осуществляется постоянным напряжением с заданным уровнем стабильности. Элементы вторичной цепи предназначены для преобразования входного импульсного напряжения в постоянное, его фильтрации и, по мере необходимости, дополнительной стабилизации непосредственно во вторичных каскадах.

Элементы вторичного тракта должны выбираться и устанавливаться с учетом конструктивных особенностей конкретного устройства. Главными из них можно считать следующие:

- источником вторичных напряжений может служить импульсный преобразователь, формирующий сигналы частотой до 70 кГц;
- ток потребления по основным вторичным каналам может превышать 20 А;
- основная регулировка выходного напряжения производится воздействием на силовую цепь преобразователя с помощью контроля уровня напряжения только основных каналов;
- стабильность выходных напряжений должна поддерживаться на заданном уровне во всем диапазоне изменения нагрузки, соответствующем нормам технических характеристик;
- вторичные напряжения имеют абсолютные значения напряжения, не превышающие 12 В.

С учетом максимальной нагрузки источника питания средний ток, протекающий через первичную обмотку трансформатора Т3, имеет величину ≈0,9 А. Токи же во вторичных цепях, особенно у каналов +5 В и +3,3 В, составляют десятки ампер. Самая большая токовая нагрузка ложится на каналы с относительно небольшими выходными напряжениями. В такой ситуации использование в этих каналах обычных схем двухполупериодных выпрямителей с четырьмя мощными кремниевыми диодами привело бы к существенному снижению общего КПД преобразователя. Это было бы особенно заметно при повышении токовой нагрузки. В данном случае используется преимущество высокочастотных

трансформаторов, магнитопроводы которых имеют высокое значение магнитной проницаемости. Значение количества витков обмотки высокочастотного импульсного трансформатора на 1 В напряжения в трансформаторах прямо пропорционально частоте преобразования и магнитной проницаемости материала сердечника. В нашем случае импульсный силовой трансформатор имеет несколько витков на 1 В. Изготовители источников питания предпочитают создавать выпрямители для вторичных каналов на основе схемы с двумя полуобмотками и общей средней точкой. Для выпрямления напряжения каждого канала применяются по два диода, подключаемых к выводам полуобмоток. Количество витков вторичной обмотки при этом увеличивается незначительно, но повышается КПД. Нагрузка к вторичным обмоткам подключается симметрично относительно средней точки. При таком включении обеспечивается равномерность распределения токовой нагрузки на оба транзистора силового каскада. Транзисторы Q9 и Q10 работают в сбалансированном режиме, что благоприятно сказывается и на условиях функционирования трансформатора Т3.

Для выпрямителя канала +5 В используется сборка с двумя диодами Шоттки типа D83-004. Аноды диодов сборки подсоединяются к выводам 2 и 4 трансформатора Т3. Катоды диодов сборки соединены между собой и подключаются к дросселю фильтра. Включение вторичной обмотки производится так, что на выводе 2 напряжение изменяется синфазно с колебаниями на коллекторе Q10, на выводе 4 фаза напряжения обратная. Во время формирования импульса положительной полярности в течение открытого состояния Q9, открывается диод, подключенный к выводу 2. Диод, соединенный с выводом 4, в это время находится под воздействием отрицательного импульса и смещен в обратном направлении. Ток через него не протекает. В течение «мертвой зоны» на всех диодах выпрямительной схемы независимо от принадлежности к каналу установлено нулевое входное напряжение. Подпитки нагрузочной цепи в этот момент не происходит. Временнóй интервал открытого состояния транзистора Q10 совпадает с возникновением на выводе 4 импульса положительной полярности и переводом в проводящее состояние диода, подключенного к этому выводу. На второй диод этой сборки подается обратное смещение импульсом отрицательной полярности. Энергия в цепь нагрузки поступает равномерно при включении любого из силовых транзисторов. Равномерное поступление импульсных сигналов позволяет применять комбинированный фильтр со сравнительно небольшими значениями индуктивности и емкости. Сравнительный анализ номиналов этих элементов может быть проведен в сопоставлении с требованиями к параметрам аналогичных цепей для обычного трансформаторного источника с питанием от переменного напряжения с частотой 50 Гц.

В течение действия импульсов напряжения на выводах вторичных обмоток ток протекает то через один диод выпрямителя, то через другой. В эти моменты происходит подзарядка емкостей фильтров и накопление энергии в дросселях. В соответствии с законом коммутации ток, проходя через индуктивный элемент, не может изменяться мгновенно. В течение пауз энергия, накопленная в дросселе, подается в нагрузку, поддерживая номинальный уровень тока и обеспечивая равномерность его поступления.

Необходимость применения диодов Шоттки в цепях с наибольшим токовым потреблением диктуется их преимуществами перед кремниевыми. Использование диодов Шоттки предпочтительнее прежде всего с энергетической точки зрения, а также из-за их скоростных возможностей в режиме переключения. Оба фактора одинаково существенны. Первый заключается в меньшем падении напряжения при прямом смещении диода. У диодов Шоттки прямое падение напряжения составляет ≈0,6 В. Эта величина оказывается существенной, так как тот же параметр у мощных кремниевых диодов равен 1–1,2 В и более в зависимости от уровня протекающего тока. Использование кремниевых диодов в выпрямителе канала +5 В привело бы к дополнительной потере 20% энергии только в этой цепи.

Второй фактор важен потому, что для цепей выпрямления импульсных сигналов необходимо подбирать диоды, соответствующие не только требованиям по максимальному значению обратного напряжения и прямого тока, но и по времени восстановления обратного сопротивления. То есть диоды должны быть особыми, точнее, безинерционными. Когда нагрузка источника питания приближается к максимальной, длительность импульсных сигналов увеличивается, в то же время интервал «мертвой зоны» сокращается. Время переключения диодов вторичного выпрямителя из проводящего состояния в закрытое и обратно также уменьшается. Длительность фронта и спада входного импульса составляет десятые доли микросекунды. В предельном случае импульсы изменяющейся полярности следуют друг за другом. Выпрямительные диоды в течение смены полярности импульса (длительности фронта), должны полностью восстановить свои свойства. То есть время восстановления сопротивления диода не должно превышать 0,1–0,2 мкс. Если свойства диодов не отвечают этим требованиям, то в короткие промежутки времени, когда происходит переключение силовых транзисторов усилителя мощности, выпрямитель будет представлять

собой проводящую цепь, замыкающую вторичную обмотку. В момент переключения один диод должен выйти из проводящего состояния, а второй – включиться. Пусть время восстановления обратного сопротивления первого диода больше длительности фронта импульса, тогда существует время, когда первый еще не полностью закрывается, а второй под действием прямого напряжения начинает открываться. Нагрузка на открытый транзистор преобразователя возрастет, и появится всплеск тока. На фронте импульса возникнут помеховые высокочастотные выбросы. Силовой транзистор будет находиться в форсированном режиме до восстановления первым диодом обратного сопротивления. Таким образом, из-за возможного длительного переключения выпрямительных диодов транзисторы преобразователя начинают работать в режиме коммутации увеличенного тока и возникают дополнительные высокочастотные помехи. Первое явление приводит к перегреву силовых транзисторов, второе – к необходимости дополнительной фильтрации «фронтальных» помех. Избежать этих явлений можно двумя способами: применением мощных высокочастотных диодов и схемотехническими приемами.

Диоды Шоттки обладают относительно малым (менее 0,1 мкс) временем восстановления обратного сопротивления, поэтому применение сборок на их основе оправдано и с точки зрения выпрямления импульсных сигналов.

В схеме источника питания фирмы DTK сборка с диодами Шоттки применена и в канале выпрямителя +3,3 В. Тип сборки, установленной здесь, имеет обозначение F10P048.

Согласно принципиальной схеме рис. 2.2, к выводам 2 и 4 подключены дискретные выпрямительные диоды канала –5 В и две диодные сборки для каналов +5 В и +3,3 В. Сборки на основе диодов Шоттки предназначены для работы в цепях с высоким потреблением тока, в выпрямителе канала –5 В установлены обычные кремниевые диоды типа FR102.

Выпрямительные элементы, подключенные к выводам 1 и 5 трансформатора Т3, используются для формирования напряжений в каналах +12 В и –12 В. Выпрямитель +12 В собран на основе сборки кремниевых диодов типа CTX128. К выводам трансформатора сборка подсоединяется анодами диодов. Выпрямитель канала –12 В собран на основе двух диодов типа FR102, присоединенных к трансформатору своими катодами.

В подключении выпрямительных элементов к выводам 1, 5 и 2, 4 есть много общего, но в то же время есть и различие: параллельно выводам 1–5 включена RC цепь на элементах R56, C27, а для выводов 2, 4 подобной цепочки не предусмотрено. Объясняется это тем, что в каналах +12 В и –12 В применены кремниевые диоды, скоростные характеристики которых уступают диодам Шоттки выпрямителей каналов +5 В и +3,3 В. Время восстановления их обратного сопротивления сопоставимо с длительностью фронтов импульсов. Для увеличения длительности фронта и спада импульса и используется эта пропорционально интегрирующая цепь. С ее помощью происходит «затяжка» фронта для того, чтобы выпрямительные кремниевые диоды успели переключиться, и соответственно снижается нагрузка на силовые диоды в моменты их переключения.

В каждом из вторичных каналами применена практически одинаковая схема фильтрации выпрямленного напряжения. Все канальные фильтры содержат емкости и индуктивности. Фильтр канала +5 В – двухзвенный, включает в себя Г- и П-образные фильтры. Фильтры остальных каналов – однозвенные, Г-образные.

Потребление энергии каналами –12 В и +12 В может значительно отличаться. Однако их выпрямительные элементы подключены к одноименным выводам трансформатора Т3. К цепи обратной связи ШИМ регулятора подсоединен только выход канала +12 В. Уровень поступления энергии во вторичную цепь определяется мощностью нагрузки в канале +12 В. Для гашения избыточного напряжения в канале –12 В перед первым дросселем фильтра установлен дополнительный диод D30. Таким образом уравниваются уровни напряжений по каналам с абсолютным значением напряжения 12 В.

К выводу 5 обмотки трансформатора Т3 подключен диод D25. Катод диода соединен с цепью питания микросхемы IC1. Логика построения системы питания ШИМ преобразователя состоит в том, что в начальный момент подключения источника питания к первичной сети происходит запуск автогенератора на транзисторе Q3. На микросхему поступает выпрямленное напряжение от диода D9. Сглаживается это напряжение конденсатором C24. Подача электропитания по данной цепи продолжается до тех пор, пока не произойдет возбуждение микросхемы IC1, усилителя мощности импульсного преобразователя и на вторичной обмотке Т3 не появятся импульсные колебания. Импульсы положительной полярности открывают диод D25. Конденсатор C24 заряжается практически до их амплитудного значения. С этого момента уровень напряжения на C25 превышает амплитуду импульсов, подаваемых от автогенератора через D9. Диод D9 во время нормальной работы усилителя мощности находится в состоянии обратного смещения, и энергия в цепь питания IC1 поступает только от

вторичной обмотки трансформатора Т3. Автогенератор продолжает работать, но эффективно запитывает только канал дежурного режима компьютера.

В построении схемы стабилизации напряжения в канале +3,3 В тоже есть особенность: помимо фильтра на пассивных элементах здесь используется параметрический стабилизатор, в состав которого входят диод D31, транзистор Q11, управляемый стабилизатор ZIC1 и группа элементов, устанавливающих режимы работы активных компонентов.

Это можно объяснить следующим образом: выпрямительные диоды сборки SBD3 подключены к выводам 2 и 4 трансформатора Т3, то есть к тем же выводам, что и выпрямитель канала +5 В. Поступление энергии на эти выводы регулируется обратной связью, следящей только за состоянием канала +5 В. Без дополнительной регулировки уровни напряжений в каналах +5 и +3,3 В были бы практически одинаковыми.

Стабилизатор ZIC1 выполнен в корпусе с тремя выводами. Тип корпуса – TO92, аналогичен пластиковому корпусу отечественного транзистора КТ3107. Тип стабилизатора – TL431C. Напряжение стабилизации устанавливается внешним резистивным делителем и выбирается произвольно из диапазона 2,5–36,0 В. Погрешность напряжения стабилизации составляет 1–2%. Индекс С после наименования прибора указывает на температурный диапазон использования стабилизатора, который ограничен пределами 0–70 °С. Стабилизатор имеет три электрода, обозначения которых, согласно схеме рис. 2.2, приведены в скобках: анод (GND), катод (VO), вход опорного напряжения (VI). Расположение электродов в пластиковом корпусе показано на рис. 2.15.

Максимальное напряжение на катоде может составлять 37 В, ток катода – от –100 до 150 мА. Отрицательное значение тока приведено для случая прямого включения стабилизатора. Максимальный

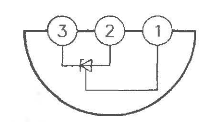


Рис. 2.15. Расположение электродов стабилизатора TL431 в корпусе TO92 (вид сверху)

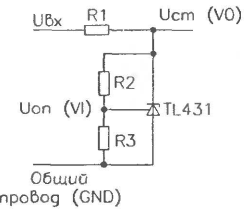


Рис. 2.16. Схема включения стабилизатора TL431

входной ток по опорному электроду – 10 мА. Типовое напряжение на опорном электроде – 2,495 В, при входном токе 1,8 мкА.

Схема включения стабилизатора TL431, поясняющая принцип его работы, приведена на рис. 2.16. Наименование точек подключения в схеме источника питания фирмы DTK на рис. 2.16 указано в скобках.

Схема включения справедлива для случая, когда напряжение $U_{ст}$ больше уровня $U_{оп}$. В простейшем случае включения стабилизатора TL431 используются токозадающий резистор R1 и резистивный делитель на R2, R3, определяющий уровень стабилизированного напряжения на катоде прибора. Значение выходного напряжения $U_{ст}$ зависит от номиналов резисторов, подключенных к входу опорного напряжения, и определяется из соотношения:

$$U_{cm} = U_{on}\left(1 + R_2 / R_3\right) + I_{on} R_2 \qquad (2.2)$$

Резистивный делитель напряжения, определяющий уровень выходного напряжения стабилизатора TL431, на схеме, приведенной на рис. 2.2, составлен из сопротивлений R51, R49 и R50. При номиналах резисторов, указанных на принципиальной схеме рис. 2.2, уровень напряжения на катоде стабилизатора ZIC1, электрод VO, составляет ≈2,8 В. Напряжение на базе транзистора Q11 имеет примерно такое же значение.

Анод нижнего по схеме диода сборки SBD3 соединен с выводом трансформатора через развязывающий дроссель L6. К аноду выпрямительного диода подключен катод диода D31, анод которого соединен с коллектором транзистора Q11 и с одной из обкладок конденсатора C28. Конденсатор C28 – керамический, рассчитанный на максимальное рабочее напряжение 100 В. С помощью элементов стабилизатора организована следящая связь за уровнем напряжения на выходе канала +3,3 В. Цепь, состоящая из резистора R55, транзистора Q11 и диода D31, шунтирует нижний выпрямительный диод сборки SBD3 и дроссель фильтра этого канала. Импульсами отрицательной полярности, появляющимися на выводе 4 трансформатора Т3, открывается диод D31 и через него заряжается конденсатор C28. Напряжение на базе транзистора Q11 фиксировано. Выходное напряжение канала +3.3 В изменяется в некоторых пределах. Увеличение положительного напряжения на выходе этого канала передается на эмиттер транзистора Q11 и приводит к открыванию данного транзистора. При этом выходная цепь канала через резистор R55 подключается к источнику отрицательного напряжения, образованного диодом D31 и конденсатором C28. Происходит частичный разряд конденсатора C34, и выходное напряжение снова снижается до

уровня закрывания транзистора Q11. Максимальное рабочее напряжение конденсатора C28 не случайно выбрано таким большим. На конденсатор поступают импульсы, амплитуда которых может превышать 30 В. Заряд конденсатора C34 может достигать амплитудного значения импульсов, реальный же уровень напряжения на нем будет определяться общими рабочими условиями источника питания, зависящими от поведения нагрузки.

Для того чтобы в отсутствие нагрузки конденсаторы фильтров вторичных каналов не заряжались до амплитудных значений импульсного напряжения, параллельно им установлены балансные резисторы. Резисторы обеспечивают постоянный частичный разряд выходных емкостей в течение всего цикла работы источника и быстрый полный разряд после его отключения от питающей сети.

Последним и достаточно важным элементом, работу которого следует рассмотреть, следует считать дроссель групповой связи L5. Обмотки дросселя выполнены на одном сердечнике. В каждом вторичном канале сразу после диодных выпрямительных элементов включено по одной обмотке дросселя. Направление намотки одинаково, обмотки синфазны. Каждая канальная обмотка дросселя – это составная часть общей цепи фильтрации импульсного напряжения, поступающего от выпрямителей. Обмотки дросселя L5 во всех каналах, кроме цепи фильтра +3,3 В, являются дополнением к канальным индуктивностям L1 – L4. В канале напряжения +3,3 В обмотка дросселя L5 – единственный индуктивный элемент сглаживающего фильтра.

Вторичные каналы не имеют дополнительных стабилизаторов, кроме установленных в цепи +3,3 В. ШИМ регулировки осуществляются по сигналам резистивных датчиков, подключенных к выходам каналов +5 В и +12 В. За состоянием остальных вторичных каналов слежение производится косвенным образом. Оно основано на влиянии токов, протекающих в цепях побочных каналов, на уровень общего магнитного потока, возбуждаемого в магнитопроводе дросселя L5. Благодаря единому магнитопроводу между канальными обмотками дросселя L5 существует магнитная связь. Взаимодействие обмоток через сердечник оказывает эффект, подобный работе трансформатора. Через обмотки протекают пульсирующие токи, действие каждого вызывает возникновение ЭДС самоиндукции в остальных. Токи, протекающие по обмоткам дросселя L5, имеют противоположное направление для каналов с положительными и отрицательными напряжениями. Результирующая ЭДС взаимоиндукции будет менять значение в зависимости от распределения нагрузки по каналам. Если в результате произвольного внешнего воздействия произойдет увеличение токовой нагрузки только в канале отрицательного напряжения, это вызовет соответствующее увеличение потока магнитной индукции. Потоки положительных каналов, подключенных к цепи обратной связи, возбуждают магнитный поток противоположной направленности. Величина потока при постоянной нагрузке остается неизменной. Магнитный же поток от канала с отрицательным напряжением будет возбуждать противо ЭДС в обмотках фильтра напряжений +5 В и +12 В. Произойдет некоторое снижение уровня напряжения в этих каналах. Сигнал о понижении номинального выходного уровня через резисторы R46 и R47 поступит на вход усилителя рассогласования микросхемы IC1. ШИМ регулятор отработает это воздействие увеличением ширины рабочей области импульсов, возбуждающих усилитель мощности. Произойдет увеличение энергии, поступающей в цепи вторичных каналов. Уровни напряжений в наиболее нагруженных каналах повысятся до номинального значения. Аналогичный процесс происходит при резком уменьшении нагрузки. В результате будет ограничена подача энергии во вторичные каскады, и система снова придет в состояние равновесия.

Кроме организации вторичных цепей по схеме, представленной на рис. 2.2, могут быть и другие варианты. Отдельные фирмы-изготовители предлагают свои решения в схемах фильтрации и стабилизации вторичных напряжений. Один из вариантов таких схем приводится на рис. 2.17.

В данной схеме (рис 2.17) в выпрямительной схеме канала +12 В использованы особые сборки на основе диодов Шоттки, а также дополнительные интегральные стабилизаторы. К выходу канала +12 В подключен и вентилятор. Позиционные обозначения элементов этого фрагмента условные и относятся только к компонентам данного рисунка. Рассмотрим характерные отличия этой схемы и сравним их со схемотехническими решениями, приведенными на рис. 2.2.

Здесь силовой трансформатор содержит две вторичные обмотки, выводы которых не соединены между собой. Нижняя по схеме обмотка подключается к выпрямительным элементам D1, D2 и SBD2, постоянное напряжение с которых, исключая напряжение +12 В, подается во все вторичные каналы. Средняя точка этой обмотки подключена к общему проводу вторичных цепей. Аноды диодов, входящих в сборку SBD1, соединены с выводами отдельной обмотки, средняя точка которой подключена к выходу выпрямителя канала +5 В, то есть к катодам сборки SBD2. Такое включение позволяет снизить обратное напряжение на диодах сборки SBD1 и использовать в качестве выпрямителей

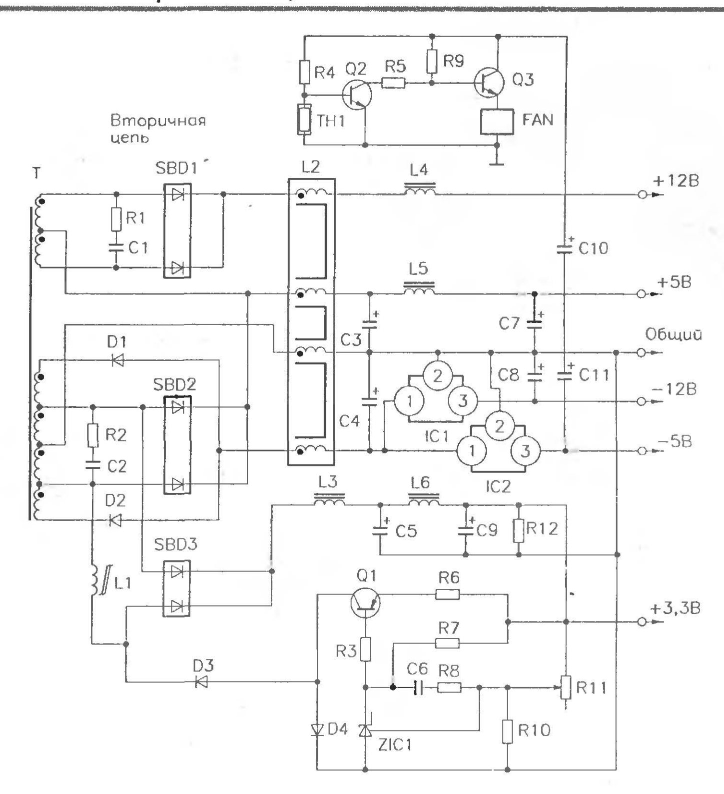


Рис. 2.17. Принципиальная схема вторичных цепей источника питания

сборку диодов Шоттки, работа которых наиболее эффективна при относительно небольших обратных напряжениях. В данном случае к диодам сборки выпрямителей канала +12 В прикладывается обратное импульсное напряжение, амплитудное значение которого почти в два раза меньше, чем в аналогичной цепи, показанной на рис. 2.2.

Крайние выводы нижней обмотки подключены к катодам выпрямительных диодов D1, D2. На анодах этих диодов появляются импульсы напряжения отрицательной полярности, после фильтрации которого получается общее постоянное напряжение для формирования номиналов –5 и –12 В. В этом источнике питания дроссель L2 содержит только три канальные обмотки. Напряжение питания +3,3 В формируется отдельным выпрямителем на диодной сборке SBD3 и стабилизатором, выполненном на транзисторе Q1, и не входит в контур стабилизации с помощью магнитной связи. Выпрямительные диоды каналов +5 и +3,3 В подключены к одноименным выводам обмоток трансформатора Т. Мгновенное увеличение токовой нагрузки по каждому из данных каналов приводит к снижению амплитуды импульсов на выводах этих обмоток. Поэтому косвенное слежение за уровнем напряжения в цепи питания +3,3 В производится по падению напряжения в цепи канала +5 В. Слежение за уровнем выходных напряжений в данной схеме осуществляется также по состоянию каналов +5В и +12 В, но поскольку в этом примере рассматриваются схемы фильтрации и дополнительной стабилизации вторичных напряжений, цепи, используемые для основной стабилизации, на рис. 2.17 не показаны. Для дополнительной стабилизации напряжений отрицательных номиналов установлены интегральные стабилизаторы IC1 и IC2. В качестве стабилизатора канала –5 В использована микросхема типа 7905, а для формирования напряжения –12 В – микросхема типа 7912. В каналах отрицательных напряжений несколько изменена схема сглаживания импульсного напряжения, фильтрация которого выполняется только обмоткой дросселя L2.

В данном варианте построения регулятора напряжения +3,3 В следует отметить две характерные особенности. Выходное напряжение канала корректируется потенциометром R11, а не жестко задается резистивным делителем с заранее определенными номиналами. К коллектору регулирующего транзистора Q1 на схеме рис. 2.17 не подключен накопительный конденсатор. В этом варианте замыкание выходных клемм канала +3,3 В на балансный источник напряжения через транзистор Q1 происходит в течение действия отрицательных импульсов на катоде диода D3. В остальные промежутки времени коллектор Q1 подключен к общему проводу питания через диод D4. Принцип регулировки уровня напряжения этого канала полностью аналогичен способу, ранее описанному при рассмотрении схемы, представленной на рис. 2.2.

На схеме рис. 2.17 также показан способ подключения вентилятора FAN, установленного внутри корпуса источника питания. Вентилятор, прежде всего, служит для охлаждения мощных элементов самого источника питания. Воздушный поток движется из внутренней полости источника наружу. Оба силовых транзистора источника питания установлены на одном радиаторе через изолирующие прокладки. На втором радиаторе закреплены выпрямительные диодные сборки сильноточных каналов. Оба радиатора расположены напротив вентилятора и при его работе охлаждаются воздушным потоком.

Каскад на транзисторах Q2 и Q3 предназначен для регулировки уровня напряжения и соответственно для частоты вращения ротора вентилятора. Все источники питания ATX конструктива имеют аналогичные регуляторы скорости вращения вентилятора. Питание каскада производится от вторичного напряжения +12 В. Начало вращения вентилятора после подключения источника к питающей сети может служить своеобразным индикатором формирования вторичных напряжений. Сам вентилятор включен в эмиттерную цепь транзистора Q3. Уровень напряжения на вентиляторе и соответственно скорость его вращения зависят от внутренней температуры источника. Датчиком температуры является терморезистор TH1 с отрицательным коэффициентом сопротивления, подключенный между базой транзистора Q2 и общим проводом питания. По мере прогревания внутренней полости прибора значение сопротивления резистора TH1 уменьшается. Уровень напряжения базового смещения у транзистора Q2 снижается. Развитие этого процесса приводит к постепенному закрыванию транзистора Q2 и повышению напряжения на базе Q3. При полностью закрытом транзисторе Q2 напряжение на базе Q3 достигает своего максимального уровня, и транзистор Q3 полностью открывается. Величина сопротивления перехода коллектор-эмиттер транзистора Q3 падает до минимально возможной. Скорость вращения вентилятора в этих условиях самая высокая.

2.4.5. Цепи защиты и цепи формирования служебных сигналов

Силовые элементы (как активные, так и пассивные) для каждого источника питания выбираются с учетом предельных рабочих режимов, которые должен обеспечивать источник. Увеличение нагрузки сверх расчетной приводит к повреждению компонентов силовой части. Если меры защиты от ненормированного увеличения потребления тока нагрузкой не предусмотрены, выпрямительные и индуктивные элементы вторичных цепей также могут быть безнадежно испорчены. В этом случае блок полностью придет в негодность и для его восстановления потребуются большие трудовые и материальные затраты. Для исключения повреждения цепей источника питания в его схему вводятся дополнительные элементы, которые обеспечивают защиту при возникновении в нагрузке процессов, не предусмотренных условиями нормального функционирования всего источника питания.

Основная цель применения этих элементов – воздействовать на цепи управления формирователя импульсных сигналов для ограничения подачи энергии во вторичные каналы напряжения до устранения причины, вызвавшей возникновение неконтролируемого процесса. Система защиты источника, показанная на схеме рис. 2.2, срабатывает в следующих случаях:

- короткого замыкания по вторичным каналам отрицательных напряжений;
- превышения уровня напряжений каналов +5 В и +3,3 В выше предела, установленного техническими характеристиками;
- чрезмерного увеличения длительностей импульсов управления силовыми транзисторами.

Процесс включения защиты имеет комплексный характер и в некоторых случаях сигналы, приводящие его в действие, поступают на исполнительную цепь по нескольким каналам. Для запуска защитного механизма во всех перечисленных выше случаях предусмотрены свои отдельные каскады. Каждый из них формирует индивидуальный сигнал защиты. Все эти сигналы объединяются элементом монтажного ИЛИ, реализованным на дискретных компонентах. Выход элемента ИЛИ подключен к микросхеме ШИМ регулятора IC1, работа которой блокируется в случае фиксации неисправности хотя бы в одном из каналов защиты. Действие, которое оказывает каждый канал защиты на работу источника питания, приводит к его длительной блокировке. Возобновление нормальной работы может произойти только после отключения преобразователя от первичной сети и при повторном включении.

Рассмотрим, во-первых, режим работы источника питания с точки зрения функционирования элементов защиты, во-вторых, все каскады, которые инициируют запуск механизма включения блокировки источника питания, и, в-третьих, условия, при которых они начинают действовать.

При подключении преобразователя напряжения к первичной питающей сети безусловным является

только запуск автогенераторного каскада. На другие первичные цепи сначала подается только выпрямленное сетевое напряжение. От вторичной цепи автогенераторного каскада положительное напряжение питания IC1 поступает на вывод IC1/12. На выходе IC1/14 формируется постоянное стабилизированное напряжение с номинальным значением +5 В. Этот вывод в схеме (см. рис. 2.2) соединен с выводами IC1/13,15 микросхемы TL494 и эмиттерами транзисторов Q1 и Q5. Коллектор транзистора Q5 непосредственно, а коллектор транзистора Q1 через диод D10 подключены по схеме монтажного ИЛИ к выводу IC1/4 микросхемы ШИМ регулятора. К выводу IC1/4 подсоединен неинвертирующий вход внутреннего компаратора DA1 (по рис. 2.7). Выходной сигнал DA1 зависит от соотношения подаваемых на его входы напряжений. На инвертирующий вход DA1 поступает пилообразное напряжение. Пока на микросхему IC1 подается постоянное положительное напряжение с уровнем не ниже +7 В, его формирование происходит непрерывно. Амплитуда пилообразного сигнала ≈3 В. Если на неинвертирующий вход DA1 поступит положительное напряжение по уровню, превышающее амплитуду «пилы», то на его выходе установится постоянное высокое напряжение, которое передается на вход элемента DD1. Элемент DD1 блокируется этим уровнем, а значит на его выходе будет поддерживается постоянный высокий уровень независимо от состояния второго его входа. Следовательно, импульсный сигнал отключится от триггера DD2 и на базах транзисторов VT1 и VT2 будет напряжение низкого логического уровня. Формирование ШИМ выходного сигнала будет приостановлено. Транзисторы промежуточного усилителя Q8 и Q7 «замрут» в открытом состоянии. Передача импульсного сигнала в базовые цепи Q9 и Q10 прекратится. Остановится процесс ВЧ преобразования и подача энергии во вторичные цепи. В такой последовательности будет развиваться процесс остановки работы всего источника питания, если хотя бы один из транзисторов Q1 или Q5 будет находиться в открытом состоянии. Через любой из этих открытых транзисторов на вывод IC1/4 будет подаваться напряжение высоко логического уровня, превышающее амплитудное значение пилообразного напряжения на IC1/5 (и соответственно на инвертирующем входе компаратора DA1).

Выход канала дежурного питания +5VSB через резистор R22 подключается к базовой цепи транзистора Q2. В этой цепи возникает положительный потенциал практически сразу после включения питания. Транзистор Q2 переходит в состояние насыщения и резистор R16 через него подключается к общему проводу вторичного питания. При этом происходит открывание транзистора Q5, через малое сопротивление которого вывод IC1/4 подключается к источнику питания +5 В – вывод IC1/14. Микросхема IC1 устанавливается в режиме ожидания и удерживается в нем до поступления на вход PS-ON (базовая цепь Q2) низкого логического уровня. Запуск микросхемы IC1 происходит при подаче сигнала низкого логического уровня в точку PS-ON и последовательного закрывания транзисторов Q1 и Q5. Вывод IC1/4 отключается от источника положительного напряжения, снимается блокировка элемента DD1 и на выходах IC1/8,11 начинают формироваться импульсы управления.

В процессе работы или в начальный момент подключения источника питания к нагрузке в любой вторичной цепи может произойти короткое замыкание (КЗ). Оно приводит к резкому неконтролируемому увеличению тока. Допустим, что КЗ возникло в произвольном канале положительного вторичного напряжения. В начальный момент увеличения нагрузки импульсный преобразователь будет «стараться» компенсировать снижение уровня выходного напряжения. По цепи обратной связи микросхема IC1 получает сигнал о снижении уровня вторичного напряжения. После сравнения поступившего уровня сигнала с опорным уровнем на выходе усилителя рассогласования возрастет напряжение ошибки. Длительность импульсов управления с выхода ШИМ формирователя начнет быстро увеличиваться. Соответственно станут больше и интервалы времени, в течение которых силовые транзисторы находятся в открытом состоянии. Ток, протекающий через них, также повысится из-за снижения эквивалентного сопротивления импульсного трансформатора, пересчитанного к первичной обмотке. При увеличении длительности импульсов сокращаются паузы между ними. Напряжение в точке соединения анода диода D18 и катода диода D19 интегрируется керамическим конденсатором C19. Уровень напряжения на конденсаторе C19 также начинает повышаться. С увеличением уровня этого напряжения растет положительный потенциал на базе транзистора Q6, величина которого определяется соотношением резисторов делителя, состоящего из сопротивлений R20 и R21. Сопротивление перехода коллектор-эмиттер транзистора Q6 включено последовательно с резисторами R13 и R14. Эти три сопротивления образуют базовый делитель транзистора Q1. С повышением напряжения на базе Q6 сопротивление его перехода коллектор-эмиттер уменьшается. Когда оно примет значение, равное ≈1 кОм, произойдет открывание транзистора Q1. Таким образом, как только возникает короткое замыкание

по одному из основных каналов потребления энергии, последовательно открываются транзисторы Q6 и Q1. Через открывающийся транзистор Q1 положительное напряжение, образованное внутренним источником микросхемы TL494, с вывода IC1/14 подается на вывод IC1/4. Напряжение на выводе IC1/4 также постепенно нарастает. Изменение структуры сигналов управления при этом можно проследить по диаграммам работы ШИМ регулятора (см. рис. 2.8). В описываемом случае на диаграмме 2 происходило бы постепенное увеличение длительности положительного импульса вследствие превышения уровня напряжения, отмеченного горизонтальной линией. Ширина же положительных импульсов на диаграмме 4 (выход компаратора DA2) имела бы минимальную ширину. Обе последовательности поступают на входы элемента DD1. Параметры результирующей выходной импульсной последовательности определяют длительность открытого состояния силовых транзисторов. Временно́й интервал, в течение которого силовой транзистор открыт, равен паузе между импульсами последовательности с меньшей длительностью паузы. С возрастанием напряжения на входе IC1/4 происходит уменьшение паузы в последовательности на выходе элемента DD1 и, как следствие, сокращение времени активного состояния силовых транзисторов. Микросхема IC1 постепенно переводит силовые транзисторы Q9 и Q10 в режим работы с ограниченной длительностью активного состояния. Сначала передаваемая во вторичную цепь снижается до минимума, что приводит к резкому снижению уровней выходных напряжений по всем каналам, а затем происходит полная блокировка импульсов на выходах IC1 и остановка преобразователя. После того как транзистор Q1 откроется через диод D3, в базовую цепь транзистора Q4 поступит положительное напряжение, переводящее его в состояние насыщения. Теперь в базовой цепи транзистора Q1 два транзистора Q4 и Q6 находятся в открытом состоянии. Уменьшение длительности импульсов, открывающих транзисторы Q9 и Q10, а также остановка преобразователя приведут к понижению напряжения на конденсаторе C19. Транзистор Q6 закроется, но напряжение на выводе IC1/4 будет поддерживаться высоким, так как транзистор Q1 будет удерживаться в открытом состоянии, благодаря открывшемуся транзистору Q4. Таким образом, последовательное срабатывание транзисторов Q6 и Q1 приводит к блокировке выходов IC1. Использование же Q4 в базовой цепи транзистора Q1 позволяет сохранить это состояние.

Силовая часть схемы и элементы управления в этом режиме блокируются полностью. Даже если причина КЗ будет устранена, источник питания самостоятельно не запустится. Повторный запуск потребует выключения питания и выдерживания определенной паузы для разряда конденсатора C8, подключенного между базой транзистора Q1 и общим проводом. В режиме ожидания питание микросхемы IC1 вновь возобновляется от автогенератора на транзисторе Q3. В микросхеме IC1 продолжают работать только генератор пилообразного напряжения и внутренний источник опорного напряжения, формирующий на выводе IC1/14 напряжение +5 В.

Каскад для защиты схемы от КЗ в цепях каналов с отрицательными выходными напряжениями собран на элементах D1, R2, R8, R9, D4 и Q4. Эти элементы образуют сумматор напряжений по каналам –5, –12, +5 В. Номиналы резистивных элементов подобраны так, чтобы в случае возникновения КЗ по одному из отрицательных номиналов, положительное напряжение на аноде диода D4 превысило бы уровень 1,2–1,3 В. Этого будет достаточно для открывания транзистора Q4. Следом за этим транзистором в состояние насыщения переходит и транзистор Q1. Через открытый транзистор Q1 и диод D3 положительный потенциал подается, как и в выше описанном случае, в базовую цепь транзистора Q4. С коллектора транзистора Q4 через диод D10 положительное напряжение поступает на вход IC1/4. Выходы этой микросхемы и работа силового каскада блокируются. После снижения уровня выходного напряжения канала +5 В оба транзистора Q1 и Q4 в цепи защиты находятся в открытом состоянии.

Маломощные стабилитроны ZD1 и ZD3 подключены катодами к выходам каналов напряжений +5 В и +3,3 В соответственно. Их аноды объединены и через резистор R3 подсоединены к общему проводу питания. Такое соединение кроме суммирования сигналов датчиков обеспечивает развязку между каналами. Через диод D5 аноды стабилитронов подсоединены также к базе транзистора Q4. Эти элементы являются датчиками уровней вторичных каналов положительных напряжений и используются для включения защитного механизма в случае превышения напряжениями этих цепей верхнего допустимого предела, установленного техническими характеристиками источника питания. Номинальный уровень фиксации неконтролируемого превышения напряжения в канале +5 В составляет +6,3 В, а для канала +3,3 В равен +4,2 В. Работа обеих защитных цепей строится по одному и тому же принципу. Он заключается в том, что при достижении выходным напряжением уровня защитной фиксации, напряжение в точке соединения анодов стабилитронов должно иметь значение 1,2–1,3 В, то есть достаточное для последовательного открывания диода D5 и транзистора Q4. Далее открывается Q4

и процесс включения защиты происходит по выше описанному алгоритму. Переключения элементов приводят к полной блокировке системы ШИМ регулирования. Для срабатывания схемы защиты при указанных предельных значениях напряжений использованы стабилитроны с напряжением стабилизации 5 и 3 В для каналов с выходным напряжением соответственно +5 и +3,3 В.

Каждый источник питания для персонального компьютера должен устанавливать сигнал оповещения вычислительной системы о завершении переходного процесса и достижения выходными вторичными напряжениями номинальных значений. Наименование этого сигнала в оригинальной транскрипции – POWERGOOD. В активном состоянии он имеет высокий логический уровень, который появляется на выходе каскада-формирователя с задержкой от 100 до 500 мс относительно вторичных напряжений. В схеме, приведенной на рис. 2.2, этот каскад построен на микросхеме IC2, состоящей из двух компараторов напряжения. Структурная схема микросхемы IC2 представлена на рис. 2.18.

Вывод питания IC2/8 подключен к источнику стабильного напряжения, сформированному на выводе IC1/14 микросхемы TL494. Опорное напряжение 2,5 В со средней точки делителя, образованного резисторами R23 и R24, поступает на входы IC2/2 (инвертирующий вход DA1) и IC2/5 (неинвертирующий вход DA2). Компараторы микросхемы IC2 включены последовательно. Выход компаратора DA2 IC2/7 подключен к неинвертирующему входу DA1 IC2/3 через интегрирующую цепочку, образованную элементами R35 и C23. Компаратор DA2 микросхемы IC2 отслеживает уровень сигнала PS-ON, поступающий на его вход IC2/6 через резистор R43. Пока сигнал PS-ON будет иметь высокий уровень, поданный от IC3 через резистор R22, напряжение на выходе IC2/7 будет низкого логического уровня. Этот уровень через буферный элемент на компараторе DA1 транслируется на его выход – IC2/1. При переключении сигнала PS-ON в состояние низкого логического уровня, выход компаратора DA2 IC2/7 изменит свое состояние, на нем появится уровень, близкий к +5 В, что соответствует высокому логическому уровню. Выходным током

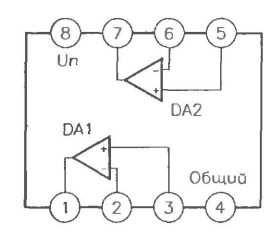


Рис. 2.18. Структурная схема микросхемы LM393

компаратора начинается заряд конденсатора C23. Когда напряжение на нем повысится до уровня, превышающего +2,5 В, напряжение на выходе компаратора DA1 IC2/1 также достигнет высокого логического уровня. Таким образом, для выработки сигнала POWRGOOD должно выполниться несколько условий:

1. Должен включиться автогенератор на Q3, должны исправно работать его вторичные цепи и формирователь стабильного напряжения в IC1.
2. На вход сигнала PS-ON должен быть подан низкий уровень.
3. Вторичное напряжение +5 В должно успеть нарасти до номинального уровня.

Таким образом, мы обсудили основные схемы источника питания (см. рис. 2.2) и принципы построения источника питания ATX форм-фактора. Но прежде, чем перейти к рассмотрению возможных неисправностей этого источника питания, следует уделить внимание методам проведения работ по их выявлению и устранению. Практическое применение положений следующего раздела позволит производить ремонтные работы с максимальной безопасностью и эффективностью.

2.5. Проведение работ с блоками питания конструктива АТХ

Структурное построение бестрансформаторных источников питания имеет ряд особенностей, отличающих их от преобразователей первичной энергии сети переменного тока, содержащих низкочастотный трансформатор на входе. Главное отличие заключается в том, что силовая часть бестрансформаторного преобразователя не имеет гальванической развязки с первичной питающей сетью. Питание силовых каскадов осуществляется выпрямленным напряжением сети. Некоторые каскады, такие, например, как автогенераторные схемы, рассчитаны на работу именно при питании сетевым напряжением 220 В и не функционируют при пониженном. Максимальное напряжение на силовых элементах схемы превышает действующее значение напряжения первичной сети практически в полтора раза. Пренебрежение мерами безопасности при работе с такими высокими напряжениями может привести к поражению электротоком. Неправильное подключение к источнику питания стационарных измерительных приборов при работе с ним может вызвать дальнейшее его повреждение. Избежать

этого, а также сохранить в исправном состоянии измерительные приборы, можно, если воспользоваться советами, предложенными в этой главе.

При рассмотрении методики подключения измерительных приборов к БП будет использоваться схема, представленная на рис. 2.2. Общий подход к проведению ремонтных и диагностических операций сохраняется для всех схем, представленных в настоящей книге.

На рис. 2.19 показана упрощенная схема разводки промышленной сети потребителям переменного напряжения 220 В, принятая в нашей стране.

Для снижения потерь и уменьшения токовой нагрузки на энергосеть передача электроэнергии производится линиями электропередач высокого напряжения. Для его преобразования в промежуточных распределительных подстанциях установлены трехфазные трансформаторы VT. Подача электропитания с напряжением 220 В к конечным потребителям осуществляется с выходов обмоток этих трансформаторов. Вторичные обмотки состоят из проводов: трех фазных и одного нулевого, заземленного в месте установки трансформатора. Напряжение между фазными проводами составляет 380 В, напряжение между нулевым проводом и произвольной фазой – 220 В. Для большинства потребителей электросеть подводится одним фазным и нулевым проводами. Необходимое соблюдение баланса нагрузки по всем фазам достигается равномерной разводкой фазного напряжения от разных вторичных обмоток трансформатора VT по потребителям с примерно одинаковой потребляемой мощностью.

На рис. 2.19 для простоты показана только одна условная розетка, отражающая схему подключения конкретного потребителя. Розетка имеет два полюса для соединения с питающим напряжением и два контакта для подключения к контуру защитного заземления (зануления). Один полюс розетки подключен к фазному проводу вторичной обмотки трансформатора VT, второй полюс, объединенный с контактами защитного заземления, соединяется с нулевым проводом. К выводу нулевого провода производится подключение корпусов всех измерительных приборов с питанием от сети переменного тока. В отечественной сети переменного тока к розеткам напряжения 220 В отдельный провод заземления, который не имел бы соединения ни с одним из ее полюсов, не подключается. Это обстоятельство следует обязательно учитывать при проведении измерений в блоке питания с использованием стационарных приборов.

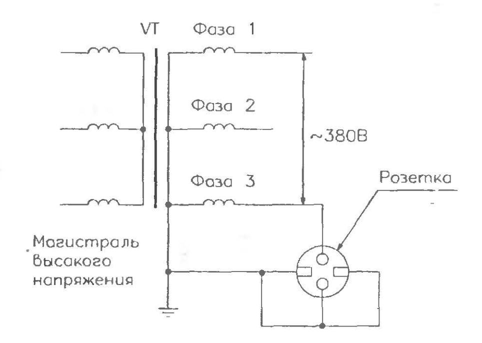


Рис. 2.19. Схема разводки первичной электрической сети

Согласно требованиям техники безопасности, металлический корпус стационарного измерительного прибора должен иметь надежное соединение с контуром защитного заземления. Часто в качестве такого прибора используется осциллограф, один из электродов его измерительного щупа подключен к корпусу. Большинство осциллограмм напряжений силового каскада снимаются относительно отрицательного электрода конденсатора C6 (рис. 2.2). Рассмотрим, что происходит при подключении осциллографа к силовому каскаду импульсного источника питания. Источник и осциллограф подключены через обычные розетки, разводка которых соответствует, приведенной на рис. 2.20. На рисунке показан способ подключения электродов осциллографа с заземленным корпусом к силовому каскаду БП.

Конкретная схема сетевого фильтра источника питания в данном случае не имеет значения и показана условно. Обозначения элементов блока питания соответствуют их позиционному обозначению на рис. 2.2. Подключение источника питания к розетке выполняется трехпроводным шнуром. Два проводника шнура соединяют потенциальные полюса розетки и выводы входного сетевого фильтра источника. Корпус блока питания заведен на третий провод и через него подключен к контактам заземления розетки.

Рассмотрим подключение осциллографа к источнику питания, когда его первичная цепь включена в соответствии с указанной фазировкой розетки. Если предполагается измерить режим работы силовых элементов импульсного преобразователя, «общий» провод измерительного щупа соединяется с отрицательной обкладкой конденсатора C6. Все предварительные электрические соединения осуществляются до подачи напряжения питания. Если «общий» провод щупа подключен, то при подаче электропитания на источник происходит очень быстрое выгорание диода D11 выпрямительного моста предохранителя (на схеме не показан) и, возможно, части индуктивных элементов входного фильтра. Дополнительные повреждения могут возникнуть на печатных проводниках и токоограничивающих терморезисторах. Такой эффект возникает из-за того, что при указанном подключении

Рис. 2.20. Схема подключения осциллографа к силовому каскаду импульсного источника питания

происходит замыкание потенциальных проводников входного переменного напряжения через дроссель фильтра L1 – диод D11. В течение отрицательной полуволны входного напряжения диод D11 открывается. Сопротивления прямо смещенного диода D11, предохранителя и дросселя L1 достаточно малы, следовательно, ток, протекающий через эти элементы, достигнет большой величины. Выгорает диодная структура, затем предохранитель. Повреждение провода дроссельной катушки будет зависеть от того насколько быстро до выгорания предохранителя успеет возрасти ток. Фазировка подключения блока питания к сети может быть обратной. В этом случае процесс будет развиваться по аналогичной схеме, только повреждены будут диод D12 и дроссель L2.

В этом случае никаких измерений параметров силового каскада произвести не удастся! Если общий проводник осциллографа будет подключаться к другой точке силового каскада, это будет эквивалентно ее подсоединению к нулевому проводу первичной сети. Повреждения элементов схемы и печатного монтажа в каждом конкретном случае будут определяться с помощью протекания токов и попадания переменного напряжения на каскады, рассчитанные на работу от источника постоянного напряжения определенного уровня.

Можно сделать вывод – для проверки рабочих параметров элементов бестрансформаторного источника питания подключать приборы по схеме рис. 2.20 нельзя. Это может привести к выходу из строя элементной базы, а также к поражению электротоком персонала, производящего проверку.

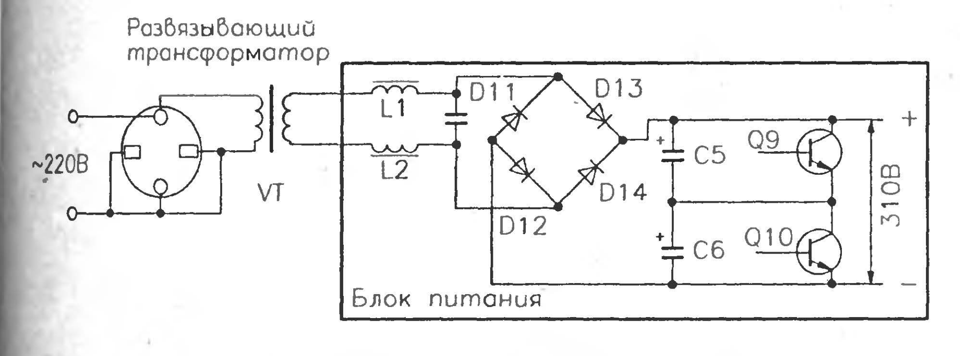


Рис. 2.21. Схема подключения импульсного источника питания через развязывающий трансформатор

Самым простым и действенным способом использования заземленного прибора для работы с первичной цепью источника питания является применение дополнительного развязывающего трансформатора. Обмотки трансформатора должны обеспечивать гальваническую развязку с питающей сетью. Любое использование автотрансформатора для этих целей недопустимо. Первичная обмотка дополнительного трансформатора подключается к питающей сети. Вторичная обмотка соединяется с входной цепью блока питания. Схема подключения к первичной сети переменного тока импульсного источника питания через дополнительный развязывающий трансформатор VT показана на рис. 2.21.

Напряжение вторичной обмотки трансформатора развязки должно быть равно номинальному напряжению первичной сети, то есть 220 В. Мощность трансформатора сетевой развязки должна подбираться на основе анализа режимов, в которых предполагается его использование. Если нужно производить подключение первичной цепи источника с диагностикой на холостом ходу вторичных цепей, то достаточно будет трансформатора с вторичной мощностью около 50 Вт. Если же необходима проверка блока в реальных нагрузочных режимах, следует подбирать трансформатор на максимальную мощность источника питания с учетом КПД импульсного преобразователя и КПД трансформатора развязки.

В основном же применение трансформатора развязки необходимо при проведении первичной диагностики цепей сетевого фильтра, выпрямителя и силового каскада. Подключать трансформатор можно также во время контрольного прогона преобразователя на холостом ходу (без вторичных нагрузок) после замены неисправных элементов. Как правило, рабочее тестирование с полной нагрузкой возможно непосредственно в реальной системе, так как не всегда есть возможность создать нагрузочный эквивалент, распределенный по вторичным каналам.

При установленном трансформаторе сетевой развязки допускается полное использование измерительных приборов с одним заземленным полюсом без каких-либо ограничений. В этом случае появляется возможность контроля статических уровней напряжений питания на элементах силового каскада и проверки их динамических характеристик в режимах переключения.

В источнике АТХ форм-фактора функционирование только одного каскада нужно проверять в реальном диапазоне первичного питания. Это автогенераторный каскад на транзисторе Q3. Условия его самовозбуждения рассчитаны на питание ≈300В постоянного напряжения. Поэтому все проверки работоспособности автогенератора с проведением измерений режимов элементов следует производить с трансформатором развязки. Подключение к источнику питания должно выполняться в соответствии с рис. 2.21. Все остальные узлы в процессе первичной диагностики можно проверить с помощью источника постоянного напряжения с максимальным выходным уровнем 30 В.

Минимальный набор приборов для проведения диагностики исправности элементов блока питания следующий:

- развязывающий трансформатор с напряжением вторичной обмотки 220 В (±10%) и мощностью вторичной цепи не менее 50 Вт;
- осциллограф с полосой не менее 10 МГц, оснащенный щупом-делителем 1:10, с рабочим диапазоном для постоянных и переменных напряжений не менее 800 В;
- универсальный вольтметр для проведения измерений статических уровней и проверки отдельных элементов;
- два перестраиваемых источника постоянного напряжения со шкалой до 30 В, нагрузочной способностью не менее 2 А и встроенной защитой от перегрузки.

Аксессуары для производства работ по демонтажу и замене элементов здесь не рассматриваются.

Ниже предлагается последовательность операций, обеспечивающих комфортные условия применения измерительных приборов и успешное выявление причин, вызвавших отказ блока питания. В этом разделе описаны только правила подключения приборов к проверяемому импульсному блоку питания. Вопросы выполнения конкретных измерений и оценки работоспособности узлов и элементов будут рассмотрены отдельно.

Работы по проверке работоспособности отдельных узлов импульсного источника питания следует выполнять в условиях, максимально соответствующих требованиям безопасности и исключающих повреждение элементов схемы. Так как электропитание узлов возбуждения усилителей мощности произво дится от напряжений менее 30 В, их проверку можн осуществлять от внешних низковольтных стабили зированных источников. Питание силовых каска дов номинальным напряжением требуется в те случаях, когда необходимо обеспечить во вторич ных цепях блока питания уровни выходных напря жений, отвечающие требованиям технических ха рактеристик. Для простой проверки процессо переключения силовых транзисторов и работы и базовых цепей уровень напряжения питания уси лителя мощности может быть значительно ниже, т есть составлять также ≈30 В. Предлагаемые общи правила работы с БП, имеющими каскад внешнег возбуждения, применимы к большинству схем. По зиционные обозначения элементов в приведенно описании соответствуют обозначениям на рис. 2.2 Следует учитывать, что все соединения электричес ких цепей блока питания и внешних источнико стабилизированного напряжения можно произво дить только при выключенном состоянии приборов

2.5.1. Проверка каскада ШИМ преобразователя

Проведение проверки на функционирование узл ШИМ преобразователя не требует подключени вторичных нагрузок. Проверка выявляет работоспособность модулятора IC1 и промежуточного усилителя на Q7 и Q8.

Схема подключения электропитания для проведения проверки работоспособности ШИМ преобразователя показана на рис. 2.22.

Проверка каскада ШИМ преобразователя выполняется при подаче положительного напряжения только от внешнего стабилизированного источника 1 в точку соединения элементов, а именно: положительная обкладка конденсатора C24, катод 25, катод D9, резисторы R32, R44 и R45, вывод IC1/12. Входная цепь импульсного блока питания при этом должна быть полностью обесточена. Выходное

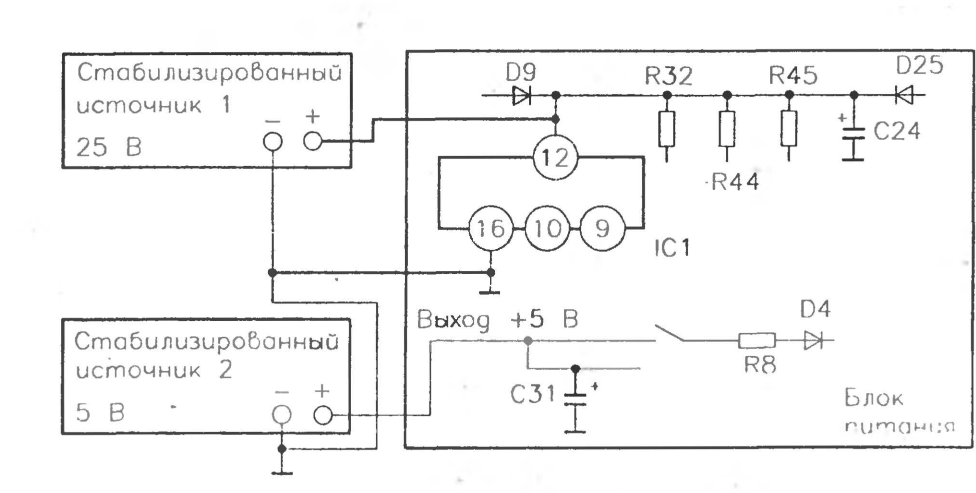


Рис. 2.22. Схема подключения электропитания для проверки работоспособности ШИМ преобразователя

напряжение стабилизированного источника должно иметь значение 25 В. Такой уровень напряжения приближен к реальному значению напряжения питания микросхемы IC1 в рабочем режиме и обеспечивает формирование импульсного сигнала с амплитудой, достаточной для возбуждения транзисторов силового каскада. Отрицательный полюс стабилизированного источника соединяется с общим проводом вторичных цепей. Для нормального запуска ШИМ преобразователя вход сигнала PS-ON должен быть замкнут перемычкой на общий провод вторичной цепи питания. Стабилизированный источник 2 необходимо подключить к выходным контактам вторичного канала +5 В. Выходное напряжение второго внешнего источника должно иметь значение 5 В. Необходимо также отключить один из контактов резистора R8 и тем самым исключить срабатывание канала защиты в отсутствие вторичных напряжений с отрицательными значениями. Остальные входы цепей включения защиты преобразователя, присоединенные к базовой цепи транзистора Q4, остаются свободными, так как в данном случае они не влияют на функционирование IC1. Второй источник постоянного напряжения необходим, так как без него на вывод IC1/2 не будет подаваться напряжение обратной связи, что аналогично короткому замыканию вторичного канала +5 В, вследствие чего может произойти блокировка IC1 по сигналу от датчика увеличения ширины импульсов управления (транзистор Q6).

В такой конфигурации подключения питания можно провести все проверки ШИМ преобразователя в режиме генерации импульсного сигнала по выходам IC1/8,11, а также в режиме работы импульсного усилителя на Q7 и Q8. Если для проведения измерений используется осциллограф с заземлением (занулением) корпуса, то его общий провод должен быть соединен с общим проводом вторичной цепи источника питания. Измерения всех сигналов будут производиться относительно общего провода вторичной цепи. Включение обоих стабилизированных источников нужно производить одновременно.

Включение механизма защиты при повышенном выходном напряжении канала +5 В можно проверить, увеличив значение напряжения на стабилизированном источнике 2 до уровня 6,2 В. При этом должны последовательно переключиться в проводящее состояние транзисторы Q4 и Q1'. Если срабатывание происходит правильно, то на выводе IC1/4 установится напряжение со значением примерно +5 В. Генерация импульсов по выходам IC1/8,11 прекратится. Возобновление работы микросхемы IC1 должно произойти после непродолжительного выключения обоих стабилизированных источников.

С помощью двух внешних источников постоянного напряжения можно проверить правильность формирования сигнала «питание в норме» микросхемой IC2. При правильной работе каскадов на IC2 после включения обоих стабилизированных источников на выводе IC2/1 появляется напряжение по значению близкое к +5 В.

2.5.2. Безопасная проверка функционирования силового каскада

Базовая конфигурация подключения оборудования для электропитания узлов импульсного преобразователя при проверке работоспособности его силового каскада аналогична конфигурации, представленной на рис. 2.22. Для подачи напряжения на силовой каскад следует соединить положительный полюс конденсатора С5 с выводом «+» внешнего источника 1, а отрицательный полюс необходимо подключить к общему проводу вторичной цепи. Силовой каскад и ШИМ преобразователь будут запитаны от одного источника.

Напряжения питания на схему подаются от обоих внешних источников. При правильной работе транзисторов Q9 и Q10 в точке соединения конденсаторов С5 и С 6 напряжение устанавливается на уровне половины напряжения источника 1. Размах переменного импульсного сигнала на коллекторе Q10 будет равен значению полного напряжения питания, поданного на силовой каскад. Сигналы в базовых цепях силовых транзисторов будут иметь реальные значения рабочих уровней и длительности импульсов.

Наблюдение сигналов в базовой цепи транзистора Q10 производится относительно общего провода схемы. Для оценки уровня импульсного сигнала в базовой цепи Q9 следует отключить осциллограф от заземления. Тогда с его помощью можно наблюдать сигналы в базовой цепи транзистора Q9 и провести измерения относительно его эмиттера.

В режиме включения силового каскада от внешнего источника вторичные напряжения, естественно, будут иметь значительно заниженные уровни. Вентилятор охлаждения работать не будет.

2.5.3. Заключительная проверка блока питания

Если в ходе предварительных проверок каскадов импульсного блока питания от источников постоянного напряжения не было выявлено неисправных элементов, следует отключить от проверяемого источника питания оба стабилизированных источника и восстановить временно отключенные электрические цепи. Проверка функционирования всех

основных каскадов производится после подключения к тестируемому изделию развязывающего трансформатора (рис. 2.21). В таком варианте подключения преобразователя к питающей сети допускается использование заземленных измерительных приборов. Измерения можно проводить в любой цепи схемы относительно произвольной точки. Включение по схеме, приведенной на рис. 2.21, позволяет проверять цепи постоянного и переменного токов. Нагрузочная способность блока питания ограничена только мощностью используемого трансформатора сетевой развязки. Запуск ШИМ преобразователя происходит при замыкании перемычкой входа PS-ON на общий провод вторичной цепи. Эта перемычка – единственный элемент, который сохраняется на всех этапах проверки до установки источника питания в реальную систему.

Будьте осторожны и внимательны при проведении работ с подключенным трансформатором сетевой развязки. Если напряжение его вторичной обмотки близко к 220 В, все режимы элементов схемы соответствуют номинальным рабочим. На силовых элементах разность потенциалов превосходит 300 В, а в автогенераторном каскаде амплитудные значения импульсных колебаний достигают 700 В. Конденсаторы сетевого выпрямителя сохраняют заряды в течение некоторого времени после отключения блока питания от сети. Перед прикосновением к элементам обязательно проверьте отсутствие на них напряжения с помощью измерительных приборов. При включенном электропитании не проверяйте на ощупь степень разогрева силовых элементов.

2.6. Основные неисправности, методы их поиска и устранения

В этом разделе читателю предлагается анализ возможных неисправностей импульсных источников питания ATX конструктива на примере схемы, приведенной на рис. 2.2. Источник питания является преобразователем сетевого первичного напряжения, поэтому работа с ним требует особой подготовки и аккуратности. Перед проведением самостоятельных работ с прибором подобного типа следует ознакомиться с содержанием предыдущего раздела «Проведение работ с блоками питания конструктива ATX». Это позволит подготовить рабочее место для проведения ремонта, избежать ошибок и предотвратить возможную порчу измерительных приборов.

Если произошел отказ источника питания, прежде всего неисправный прибор следует подвергнуть тщательному визуальному осмотру. На этом этапе можно выявить наличие поврежденных элементов и предварительно локализовать место неисправности. Замену элементов, особенно в силовых цепях, следует производить на оригинальные, используемые в данном приборе. Если такой возможности нет, и требуется отыскать аналог, то подбирать его следует очень внимательно с учетом требований конструкции, надежности и безопасности.

Описание поиска возможных неисправностей составлено в предположении, что внешне элементы тестируемого источника питания выглядят нормально, без очевидных дефектов и повреждений. Печатный монтаж не поврежден или предварительные работы по его восстановлению уже проведены. Проверка источника проводится без нагрузки вторичных цепей, если иное не указано, на отдельном стенде. Перечень необходимого оборудования приведен в разделе 2.5. Вход сигнала PS-ON должен быть замкнут перемычкой на общий провод вторичной цепи. Все операции по монтажу и демонтажу, а также установке и удалению временных соединений производятся только на полностью обесточенном приборе.

После включения блока питания выходные вторичные напряжения отсутствуют. Сгорел предохранитель.

Возможная причина: во время эксплуатации было произведено ошибочное подключение блока питания к сети с напряжением 220 В, в то время как переключатель выбора напряжения был установлен в положение 115 В.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Последовательно проверить целостность индуктивных элементов сетевого фильтра, выпрямительные диоды D11 – D14, конденсаторы C5 и C6, силовые транзисторы Q9 и Q10, диоды рекуперации D23 и D24.
2. Провести проверку активных компонентов узла автогенератора на транзисторе Q3.
3. Оценку работоспособности элементов произвести только после их демонтажа из печатной платы блока питания. Наиболее вероятен выход из строя активных силовых элементов схемы и конденсаторов C5 и C6.
4. После замены неисправных элементов проверку работоспособности каскадов проведите последовательно по методике, приведенной в разделе 2.5. Сначала выполните проверку функционирования ШИМ преобразователя и силового каскада на Q9 и Q10, согласно положениям подраздела 2.5.2. Затем к тестируемому блоку питания подключите трансформатор сетевой развязки согласно рис. 2.21. Убедитесь в работоспособности узла на Q3, сравнивая данные результатов своих измерений с осциллограммами, приведенными на рис. 2.4.

5. Без нагрузки по вторичным каналам проверьте работу силового каскада. В базовой цепи Q9 проведите контроль прохождения импульсного сигнала через пассивные элементы C21, R36, R40. Измерения проводите относительно эмиттера Q9. Аналогично проверьте базовую цепь Q10, подключая общий вывод осциллографа к его эмиттерной цепи. Проверьте наличие трехуровневого импульсного сигнала на коллекторе Q10, измеряя его относительно эмиттера Q10. Размах сигнала должен практически совпадать с уровнем напряжения питания силового каскада. Вид полученных осциллограмм напряжений сравните с приведенными на рис. 2.12, 2.13, снятыми в соответствующих точках.

Возможная причина: **произошел пробой изоляции силовых транзисторов, установленных на общем радиаторе.**

Алгоритм поиска неисправности:

1. Не производя демонтаж, проверить сопротивление между металлическими частями корпусов транзисторов Q9 и Q10, на которые выведены выводы коллекторов, и радиатором, на котором они закреплены. Если обнаружено, что сопротивление между ними составляет несколько килоом или менее, это служит признаком того, что изолирующая прокладка повреждена. Нужно выпаять транзисторы и проверить целостность прокладок и исправность транзисторов.
2. Неисправные транзисторы и пробитые прокладки заменить. Крепление новых транзисторов произвести через новые прокладки. После механической установки проверить сопротивление между корпусами Q9, Q10 и радиатором.
3. Проверить исправность диодного моста на D11 – D14 и резистивные элементы базовых цепей силовых транзисторов. При пробое транзисторов или прокладок они также могут быть повреждены.
4. После замены всех неисправных элементов, включая предохранитель, проверку силовой части преобразователя провести в два этапа. На первом этапе использовать методику подраздела 2.5.2, на втором – подраздела 2.5.3.

Возможная причина: **отказ элементов в автогенераторном каскаде на Q3.**

Алгоритм поиска неисправности:

1. Проверить омметром исправность транзистора Q3. Если произошел отказ, следует произвести замену.
2. Дополнительно осмотреть трансформатор T8. Провода трансформатора не должны быть повреждены, на изоляции обмоток не должны просматриваться следы термических повреждений. Если эти следы наблюдаются, то существует большая вероятность разрушения эмали провода обмотки, что приведет к межвитковым замыканиям и снижению индуктивности первичной обмотки T8. Трансформатор следует заменить.
3. После замены элементов проверку функционирования каскада выполнять по методике подраздела 2.5.3. Вид осциллограмм напряжений на элементах этого каскада должен соответствовать осциллограммам, изображенным на рис. 2.4.

Сразу после включения источника питания происходит срабатывание защиты.

Возможная причина: **не подается сигнал обратной связи на микросхему IC1.**

Алгоритм поиска неисправности:

1. Из-за повреждения проводника печатной платы, соединяющего точку объединения резисторов R47, R46 и вывод IC1/1, или неисправности самих резисторов сигнал обратной связи нагрузки основных вторичных каналов не подается на микросхему ШИМ преобразователя. Отсутствие этого сигнала IC1 в начальный момент воспринимает как повышение потребления по вторичным каналам положительных напряжений. Происходит увеличение длительности импульсов возбуждения силового каскада на транзисторах Q9 и Q10. Напряжение на конденсаторе C19 возрастает и открывается транзистор Q6. Далее развивается процесс включения блокировки ШИМ преобразователя по входу IC1/4 через транзистор Q1.
2. Проверку работы ШИМ преобразователя провести с использованием методики описанной в подразделе 2.5.1. После включения стабилизированного внешнего источника 2 по рис. 2.22 проследить подачу сигнала обратной связи от выходного контакта канала +5 В через резистор R47 на вывод IC1/1. При уровне выходного напряжения внешнего источника 2, соответствующем +5 В, напряжение на выводе IC1/1 должно составлять 2,2–2,3 В.

Возможная причина: **нарушены электрические связи между пассивными элементами, установленными в базовой цепи транзистора Q4.**

Алгоритм поиска неисправности:

1. Провести электрическую проверку исправности элементов и проводников их соединяющих, подключенных к базовой цепи транзистора Q4.
2. Наиболее вероятная причина срабатывания защиты по этому каналу – нарушение связей между резистором R9 и анодом диода D4. В этом случае напряжение от вторичного канала +5 В не компенсируется отрицательными напряжениями. Транзистор Q4 открывается положительным напряжением, поступающим на его базу. Далее, в проводящее состояние переходит Q1 и подключает вывод IC1/4 к положительному напряжению вывода IC1/14. ШИМ преобразователь блокируется.

Возможная причина: **срабатывание защиты вызвано неисправностью стабилитронов ZD1 или ZD3.**

Алгоритм поиска неисправности:

1. Проверить исправность стабилитронов ZD1 и ZD3. Если хоть один из них неисправен и его внутренняя структура образует лишь сопротивление малой величины, то положительное напряжение вторичного канала через него будет поступать на базу Q4. Последовательное переключение транзисторов Q4 и Q1 приведет к срабатыванию защиты и блокировке микросхемы IC1.

Не вырабатывается напряжение питания для элементов дежурного режима +5VSB. Вторичные напряжения поступают независимо от наличия перемычки, соединяющей вход PS-ON с общим проводом.

Возможная причина: нарушена работоспособность элементов вторичной цепи автогенераторного каскада.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Если ШИМ преобразователь запускается без подключения вывода PS-ON к общему проводу, то это указывает на то, что при подключении блока к питающей сети не формируется напряжение +5 VSB, подаваемое на этот сигнальный вход через резистор R22.
2. Подключить импульсный блок питания к первичной сети. Произвести проверку формирования напряжения на вторичной обмотке автогенераторного каскада. Измерения производить относительно общего провода вторичной цепи.
3. Последовательно проверить наличие импульсного напряжения на аноде D8, входе микросхемы IC3 и ее выходе. Если на холостом ходу напряжение во всех точках в норме, подключить к выходу канала резистор 10 Ом мощностью не менее 2 Вт и проверить нагрузочную способность микросхемы IC3.
4. Если обнаружено, что микросхема IC3 неисправна, то ее необходимо заменить. Затем повторно проверить правильность формирования напряжения питания для элементов дежурного режима.

При включении питания блок питания не вырабатывает вторичные напряжения. Автогенератор работает нормально.

Возможная причина: отказ микросхемы IC1 или элементов в промежуточном усилителе на транзисторах Q7 и Q8.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Нормальная работа автогенераторного каскада указывает на то, что в первичной цепи импульсного преобразователя нет повреждений. Выход из строя силовых транзисторов вызвал бы перегорание предохранителя. Неисправность связана с работой IC1, элементов подключенных к ней или промежуточного усилителя на Q7 и Q8.
2. Поиск неисправного элемента можно производить, подключив блок питания к первичной сети. Предварительно к выходному контакту канала +5 В следует подсоединить внешний источник стабилизированного напряжения с таким же выходным уровнем. Для выключения защиты временно отключить резистор R8, отпаяв один из его выводов.
3. Подключить питание первичной сети и внешнего источника. Проверить появление положительного напряжения на выводе IC1/14. Напряжение на выводе IC1/4 должно иметь уровень, близкий к потенциалу общего провода.
4. На нормальное функционирование микросхемы ШИМ преобразователя указывают следующие признаки:
   - наличие пилообразного напряжения на выводе IC1/5 с амплитудой 3 В;
   - появление на выводе IC1/14 напряжения +5 В;
   - при подаче на микросхему напряжения питания от 7 до 40 В от выпрямителя на диоде D9 на выходах IC1/8, 11 появляются импульсные последовательности.

   Отсутствие хотя бы одного из перечисленных признаков свидетельствует об отказе внутренних узлов IC1. Если выходные последовательности на выходах микросхемы сформированы, то следует проверить правильность функционирования каскада на транзисторах Q7 и Q8. Пользуясь описанием этого каскада, приведенным в разделе 2.4 и иллюстрациями его работы, необходимо проверить режимы работы элементов и коммутацию транзисторов в соответствии с импульсными сигналами, поступающими на их базы с выводов IC1.

Возможная причина: ложные срабатывания защиты из-за повреждения транзисторов в системе блокировки микросхемы IC1.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Немотивированная блокировка работы микросхемы IC1 может быть вызвана неисправностью хотя бы одного из транзисторов Q1, Q2, Q4 – Q6.
2. Для выявления неисправного элемента следует включить блок питания в обычном режиме. Определить через какой транзистор из пары Q1 или Q5 на вывод IC1/4 поступает напряжение +5 В. Затем, отключив блок питания от сети, проверить омметром исправность транзистора, который во время проверки находился в проводящем состоянии, и транзисторов, подключенных к его базовой цепи.

Возможная причина: отказ пассивных элементов в базовых цепях Q9 и Q10.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Произвести подключение внешних источников питания в соответствии со схемой, приведенной на рис. 2.22, и рекомендациями по конфигурации, изложенными в подразделе 2.5.2. Если внешний источник стабилизированного напряжения не указывает на перегрузку по току, это является признаком того, что транзисторы Q9, Q10 не повреждены.
2. Проверить формирование импульсных последовательностей транзисторами Q7 и Q8. Если осциллограммы импульсов на коллекторах транзисторов промежуточного усилителя соответствуют изображению на рис. 2.10, проконтролировать поступление этих импульсов со вторичных обмоток трансформатора T2 в базовые цепи транзисторов Q9 и Q10.
3. Используя материал описания работы силового каскада и рис. 2.12, 2.13, проверить правильность прохождения импульсного сигнала через базовые цепи силовых транзисторов и формирование с их помощью трехуровнего сигнала на коллекторе Q10. Если в базовой цепи присутствуют неисправные элементы, то вид осциллограмм импульсных

напряжений в базовой цепи и на коллекторе Q10 будет отличаться от приведенных на рис. 2.12, 2.13.

Компьютер с данным блоком питания не работает. Уровни вторичных напряжений в норме.

Возможная причина: не вырабатывается сигнал «питание в норме» (POWERGOOD).

Алгоритм поиска неисправности:

1. Вероятно, на микросхему IC2 не поступает какое-либо из подаваемых напряжений или она неисправна.
2. Подключить блок питания к сети стандартным образом. Проверить поступление напряжений через резистор R43 от входа сигнала PS-ON на вывод IC2/6, с вывода IC1/2 на контакты IC2/2, 5, исправность резисторов R33 и R42. Рабочий уровень входного сигнала PS-ON низкий. Если все элементы в норме и напряжение поступает на соответствующие выводы, на контакте IC2/7 должно быть напряжение примерно +5 В. Такое же напряжение устанавливается на IC2/1.
3. Если этого не происходит, микросхема IC2 неисправна и требует замены.

Плохая стабилизация вторичного напряжения +3,3 В.

Возможная причина: нарушение работы стабилизатора на ZIC1 и Q11.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Непосредственная стабилизация вторичного напряжения +3,3 В производится каскадом на транзисторе Q11 и маломощном стабилизаторе ZIC1. Вторичное напряжение на этот стабилизатор подается от тех же обмоток, что и на канал +5 В. Между выводом 4 вторичной обмотки трансформатора T3 и анодом одного из выпрямительных диодов сборки SBD3 включен сглаживающий дроссель L6. Благодаря этому дросселю, импульсы на аноде указанного диода имеют меньшую амплитуду, чем непосредственно на выводе 4 вторичной обмотки. На катодах диодов SBD3 напряжение несколько ниже, чем в аналогичной точке канала +5 В, но без введения дополнительной регулировки будет превосходить номинал, установленный в +3,3 В. Выходной уровень канала +3,3 В регулируется частичным разрядом положительной обкладки конденсатора C34 через транзистор Q11 при подключении ее к источнику отрицательного напряжения, образованного выпрямительным диодом D31 и конденсатором C28.
2. Для проверки работы стабилизатора следует установить различные нагрузки по каналам +5 и +3,3 В. Для этого надо подключить к выходу канала +5 В резистивную нагрузку с номиналом ≈1,5 Ом и общей мощностью 20 Вт. К выходу канала +3,3 В присоединить резистивную нагрузку 3 Ом мощностью 4 Вт. В таком режиме разбаланса нагрузок энергии по каналу +5 В поступает больше, чем по цепи +3,3 В. При нормальной работе стабилизатора напряжение в точке соединения ZIC1 и резистора R54 поддерживается постоянным на уровне ≈2,7–2,8 В. Напряжение же на эмиттере транзистора Q11 изменяется в некоторых пределах. При повышении выходного напряжения канала +3,3 В транзистор Q11 открывается. Происходит замыкание положительной обкладки конденсатора C34 через резистор R55 и открытый транзистор Q11 на конденсатор C28, напряжение на правой по схеме обкладке которого имеет отрицательный уровень.
3. Следует проконтролировать работу этого каскада и проверить уровень напряжения на выходе ZIC1. Если реальная логика работы стабилизатора отличается от описанной или уровень напряжения на ZIC1 превышает указанное значение, требуется замена Q11 или маломощного стабилизатора.

При коротком замыкании по основным каналам вторичного напряжения не происходит блокировки ШИМ преобразователя.

Возможная причина: неисправность транзистора Q4 или элементов в его базовой цепи.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Режим длительной блокировки работы микросхемы IC1 устанавливается либо при отсутствии низкого уровня сигнала PS-ON, либо при срабатывании пары транзисторов Q4 и Q1. В первом случае микросхема блокируется только в течение периода, когда транзистор Q2 находится в состоянии насыщения. Работа ШИМ преобразователя возобновляется, когда транзистор Q2 установлен в состояние отсечки. Во втором случае блокирующее напряжение через открытый транзистор Q1 подается на вывод IC1/4. Проводящее состояние транзистора Q1 поддерживается открытым транзистором Q4, подключенным к базовой цепи Q1. Включение транзистора Q4 может происходить от сигналов, поданных в его базовую цепь через диоды D4 и D5. После переключения Q1 к базовой цепи Q4 подключается положительное напряжение, поступающее через Q1, D3, R11. Это напряжение удерживает как Q4, так и Q1 в проводящем состоянии. Если транзистор Q4 неисправен, то защита не будет блокировать работу IC1 при КЗ по отрицательным каналам вторичных напряжений. При возникновении КЗ по каналу +5 В блокировка будет возникать только в течение промежутка времени, когда КЗ действует. Источник питания будет возобновлять свою работу автоматически после устранения КЗ.
2. Чтобы выяснить причину кратковременной блокировки блока питания его необходимо подключить к сети и искусственно создать КЗ по каналу −5 В. Проследить подачу положительного напряжения через D4 на базу Q4. Если открывающее положительное напряжение на базу транзистора поступает, а он не переходит в проводящее состояние, то Q4 неисправен и требуется его замена.

ЛАВА 3

ИМПУЛЬСНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ ПЕРСОНАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ ТИПА AT/XT

Совершенствование персональных компьютеров и используемых в них источников электропитания происходило постепенно и параллельно. Появление новых функциональных возможностей у вычислительных средств немедленно отражалось на моделях источников питания. Компьютеры АТХ форм-фактора имеют возможность установки дежурного режима для дистанционного включения и отключения вычислительного средства. В этом режиме компьютер практически не потребляет энергии от первичной сети. Обеспечение электропитания вычислительного средства в этом случае осуществляет вспомогательный, относительно маломощный источник, включенный в состав импульсного блока питания. Эта особенность работы блока питания компьютеров АТХ конструктива рассмотрена в предыдущей главе достаточно подробно. В более ранних модификациях блоков питания для ПК не было этого дополнительного канала питания. Кроме того, их структурное и схемотехническое построение имело некоторые существенные особенности по сравнению с более поздними моделями источников питания. В источниках для АТХ конструктива значительные изменения были внесены в построение силового каскада импульсного преобразователя и систему питания схемы управления. В данной главе будут рассмотрены основные принципы функционирования импульсных блоков питания для компьютеров типа АТ/ХТ. У различных фирм-производителей отдельные узлы данных источников подвергались схемотехническим модификациям. При описании базовой схемы будут проанализированы подходы построения этих узлов и даны фрагменты принципиальных схем отдельных каскадов.

3.1. Основные технические характеристики

Источник питания подобного типа построен по схеме импульсного преобразователя напряжения с бестрансформаторным подключением к питающей сети. Он выполняет преобразование переменного сетевого напряжения в постоянные с различными заданными номиналами и допусками. Гальваническая развязка вторичных цепей питания и питающей сети обеспечивается импульсным трансформатором преобразователя напряжения.

Электропитание цепей системного блока персонального компьютера типа AT/XT осуществляется постоянными стабилизированными напряжениями с номинальными уровнями +12, +5, −12 и −5 В. Последние модификации системных плат AT компьютеров содержат элементы, требующие для питания напряжений 2–3,6 В. Эти напряжения вырабатываются интегральными стабилизаторами, установленными непосредственно на системных платах, а не сетевыми импульсными преобразователями напряжения.

Отдельные позиции технических характеристик для блоков питания AT компьютеров соответствуют параметрам, приведенным в разделе 2.1, к которому можно обращаться за более подробной информацией по основным параметрам блоков питания персональных компьютеров. В настоящем же разделе будут приведены наиболее общие пользовательские характеристики.

Каждая фирма-производитель импульсных блоков питания выпускает серию преобразователей с различной мощностью вторичных цепей. Максимальная мощность указывается в полном наименовании источника. Например, в блоке питания марки LPS-02-200M (Level power supply) цифра 200 обозначает суммарную максимальную мощность вторичных цепей питания. Типовой ряд блоков питания, их характеристики и распределение токов нагрузки для каждого номинала выходного напряжения на примере модификаций изделий LPS-02 приведен в табл. 3.1.

Номиналы и номенклатура вторичных постоянных напряжений стандартизованы. Значения выходных напряжений фиксированы и какие-либо ручные регулировки исключены. Из табл. 3.1 следует, что самыми нагруженными каналами вторичных напряжений являются выходы +5 и +12 В. Поэтому система стабилизации построена таким образом, чтобы слежение за выходными напряжениями вторичных цепей производилось по состоянию самых нагруженных каналов.

Существует зависимость распределения токовой нагрузки между вторичными напряжениями и допустимым уровнем их стабилизации. Так, например, к схеме блока питания предъявляются следующие требования: выходное напряжение +5 В должно меняться не более чем на 0,5% при колебаниях нагрузки от 25 до 100% по этому каналу и постоянной величине нагрузки по остальным каналам, поддерживаемой на уровне 25% от максимальной. При нагрузке от 50 до 100% всех вторичных каналов, кроме +5 В, величины их напряжений не должны изменяться более, чем на 0,1%, при сохранении нагрузки по каналу +5 В на уровне 25% от максимальной.

Параметры источников питания, общие для всех типов:

- номинальные значения входных переменных напряжений – 115 и 220 В;
- рабочий диапазон для первичных напряжений:
  – для 115 В – 90–135 В;
  – для 220 В – 180–265 В;
- диапазон частот первичного питающего напряжения – 47–63 Гц;
- максимальный уровень пульсаций по вторичным каналам, от номинального уровня напряжения – не более 0,1%;
- общий КПД блока питания – не менее 75%;
- сопротивление изоляции между входами первичной сети и общим проводом вторичных каналов – не менее 10 МОм;
- уровень сигнала «питание в норме» – ТТЛ (активный – высокий);
- задержка появления сигнала «питание в норме» – 100–500 мс;
- минимальное время сохранения уровней выходных напряжений после выключения – 20 мс;
- диапазон рабочих температур – 0–50 °С.

В состав блоков питания системных модулей компьютеров включены узлы для защиты силовых элементов схемы импульсного преобразователя от короткого замыкания по всем вторичным каналам и чрезмерного неконтролируемого повышения вторичного напряжения. Механизм срабатывания электронной защиты предусматривает блокировку функционирования схемы управления и импульсного преобразователя. После включения блокировки ее действие будет продолжаться до устранения причины короткого замыкания и повторного выключения/включения блока питания. Обязательным элементом защиты в блоке питания является предохранитель, установленный по одному из входных потенциальных проводников первичной сети.

Таблица 3.1. Типовой ряд блоков питания

Наименование блока	Максимальная вторичная мощность, Вт	Вторичные напряжения питания, В	Максимальный ток нагрузки, А
LPS – 02 –155	155	+5	15
		+12	6
		–5	0,5
		–12	0,5
LPS – 02 –180	180	+5	20
		+12	6
		–5	0,5
		–12	0,5
LPS – 02 –200	200	+5	20
		+12	8
		–5	0,5
		–12	0,5
LPS – 02 –230	230	+5	23
		+12	8,5
		–5	0,5
		–12	0,5
LPS – 02 –250	250	+5	24
		+12	9,5
		–5	1,0
		–12	1,0

На корпусе каждого блока питания закреплена этикетка с указанием его конкретной модификации и краткие сведения о характеристиках источника. Как правило, маркировка дополняется сведениями о параметрах семейства преобразователей, к которому принадлежит данное изделие.

3.2. Конструкция блока питания

В состав блока питания для системного модуля персонального компьютера входят: металлический корпус, печатная плата с установленными на ней компонентами электронной схемы, вентилятор, два трехконтактных разъема для подключения к первичной питающей сети. Печатная плата и вентилятор размещены в полости корпуса. Лопасти вентилятора закрыты металлической сеткой или решеткой для предотвращения попадания предметов в его рабочую зону. Направление воздушного потока – из внутренней полости блока питания наружу.

Компоновка электронных элементов на печатной плате обеспечивает улучшенное охлаждение силовых элементов воздушным потоком, создаваемым вентилятором. Элементы, наиболее подверженные разогреву, размещены на радиаторах. Как правило, на одном радиаторе устанавливается несколько элементов, работающих в разных цепях блока питания. Напряжения на корпусных электродах этих элементов также различны. Поэтому крепление на общем радиаторе производится через теплопроводящие изолирующие прокладки.

Приборные части разъемов для подключения сетевого электропитания размещены на одной боковой стенке корпуса с вентилятором. Один из разъемов – сетевая вилка типа IEC320 с тремя ножевыми контактами, второй – аналогичная по конструкции розетка на три контакта. Два контакта каждого из разъемов используются для передачи напряжения питания, а через третий, средний контакт осуществляется заземление корпуса блока питания.

Отличие блоков питания компьютеров AT/XT от источников питания для модулей АТХ форм-фактора заключается в наличии дополнительного кабеля соединения с сетевым выключателем. В блоках для компьютеров АТХ стандарта такой кабель отсутствует, питание в них вводится через приборную вилку, закрепленную на корпусе преобразователя, и сразу подается на каскады электронной схемы. Первичное подключение сети к источникам AT/XT модулей производится через аналогичную вилку, но далее кабелем подводится к сетевому выключателю. Через сетевой выключатель напряжение

питания подается на входные цепи электронной схемы преобразователя и на розетку, установленную на корпусе блока питания. Сетевая розетка служит для транзита сетевого напряжения. Наиболее часто к ней подключается монитор компьютера. Включение импульсного блока питания происходит при замыкании контактов сетевого выключателя, выключение – их размыканием. Размыканием контактов сетевого выключателя напряжение первичной сети снимается с входных клемм блока питания и транзитной розетки. Кабель, подводимый к сетевому выключателю от блока питания, состоит из четырех проводов, помещенных в общую изолирующую трубку. Токоведущие проводники кабеля заканчиваются лепестками, которые надеваются на ножевые контакты сетевого выключателя. Расположение сетевого выключателя на блоке жестко не определено. Он может быть установлен на любой из боковых стенок настольного корпуса типа DESKTOP. На корпусе типа TOWER сетевой выключатель, как правило, выведен на его переднюю панель.

Через отверстие в корпусе блока питания выведен жгут проводников каналов вторичных постоянных напряжений. Проводники можно условно разделить на три группы в соответствии с числом модификаций и назначением розеток разъемов, подключенных к проводникам каждой группы.

Первая группа проводников предназначена для подачи электропитания на системную плату. Проводники подключены к контактам двух идентичных разъемов, имеющих маркировку P8 и P9. Розетки разъемов имеют «ключ», исключающий неправильный монтаж к ответным приборным частям материнской платы. При подключении к плате разъемы устанавливаются таким образом, что «общие» проводники (черного цвета) обоих разъемов располагаются рядом. Именно такое положение разъемов на плате является правильным. Номера контактов и назначение проводников в разъеме P8 следующие: (1) сигнал «питание в норме»; (2) +5 В, (3) +12 В; (4) –12 В; (5), (6) «общий» провод. Разъем P9: (1),(2) «общий» провод; (3) –5 В; (4), (5), (6) +5 В.

Вторая группа проводников разведена на четырехконтактные розетки, предназначенные для подключения к периферийным устройствам. Тип розеток – AMP 1-480424-0 либо MOLEX 8981-04P. Разводка контактов у этих розеток полностью идентична и имеет следующее назначение: (1) +12 В; (2), (3) общий; (4) +5 В.

Третья, последняя, группа проводников подводится к контактам разъемов типа AMP 171822-4. Эти розетки соединяются с ответными частями разъемов, установленных на приводах гибких магнитных дисков. Они имеют следующую разводку: (1) +5 В; (2), (3) общий; (4) +12 В.

Цветовая маркировка одноименных токоведущих проводников вторичных каналов следующая: +5 В – красный, +12 В – желтый, –5 В – белый, –12 В – синий, общий провод вторичной цепи – черный, сигнал «питание в норме» (POWERGOOD или PG) – оранжевый.

При установке источника питания в системный модуль разъемы подключения сетевого напряжения и вентилятор имеют выход на заднюю стенку блока. Для выбора рабочего уровня входного напряжения на блоке питания установлен переключатель – селектор напряжения. Он также находится на задней стенке блока и доступ к нему постоянно открыт. На движке переключателя нанесена цифровая маркировка для каждого положения.

3.3. Структурная схема

Структурная схема импульсного блока питания для компьютеров типа AT/XT, содержащая типовой набор функциональных узлов, представлена на рис. 3.1. Модификации блоков питания могут иметь различия только в схемотехнической реализации узлов с сохранением их функционального назначения.

На структурной схеме, приведенной на рис. 3.1, указано наименование узлов совместно с позиционным обозначением основных элементов, на которых выполнен данный каскад или узел. Позиционное обозначение соответствует принципиальной схеме базовой модели импульсного блока питания. Логические связи на структурной схеме показаны стрелками, которые указывают направление передачи сигналов, воздействий или подачу напряжений питания.

Блок питания, соответствующий данной структурной схеме, выполнен по схеме ВЧ преобразователя с внешним возбуждением.

Первым каскадом, на который поступает первичное переменное напряжение, является помехоподавляющий индуктивно-емкостный сетевой фильтр НЧ. Он установлен для ограничения влияния помех, проникающих через входные цепи из питающей сети, на работу ВЧ преобразователя. Появление помех в сети может отразиться на выходных характеристиках вторичных постоянных напряжений, вырабатываемых блоком питания. Если бы входной НЧ фильтр отсутствовал, то все помехи, возникающие в сети, трансформировались бы во вторичные цепи. Природа их различна, поэтому по каналам вторичных напряжений пришлось бы устанавливать дополнительные элементы, исключающие воздействие помех на электронные схемы нагрузки.

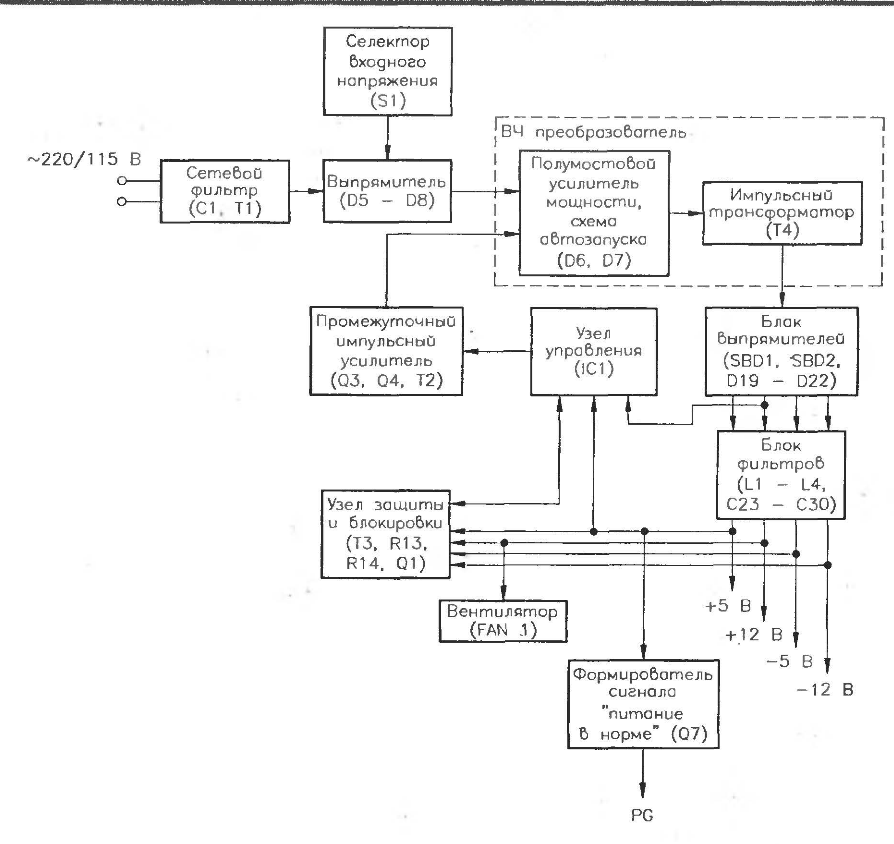


Рис. 3.1. Структурная схема блока питания для компьютеров типа AT/XT

Высокочастотный преобразователь является усилителем сигналов, которые вырабатываются схемой управления. Мощные броски тока, возникающие в моменты коммутации силовых элементов УМ, вызывают появление помеховых сигналов в первичной цепи ПН. Входной сетевой фильтр препятствуют распространению этих помех через питающую сеть, ограничивая или полностью подавляя их.

Выход сетевого фильтра подключен к выпрямителю, который сначала преобразует переменное напряжение в униполярное, пульсирующее и затем сглаживает его. Сглаживание выпрямленного напряжения происходит электролитическими конденсаторами, также входящими в состав выпрямителя. Схемотехника блоков питания предусматривает их использование в регионах, отличающихся стандартизованными уровнями напряжения первичной сети. Для возможности работы блока питания при разных уровнях питающего напряжения в блок введен специальный переключатель – селектор входного напряжения SW. Коммутацией переключателя производится модификация цепей сетевого выпрямителя и элементов сглаживающего фильтра. Смысл реконфигурации входных цепей заключается в том, чтобы обеспечить постоянный уровень напряжения на силовом каскаде преобразователя при изменении уровня напряжения питания с 220 на 115 В и обратно. При этом не происходит переключения обмоток трансформаторов, для корректировки коэффициента трансформации, и все остальные цепи блока питания не изменяются.

Рассматриваемый блок питания не имеет каскада автогенератора, способного обеспечивать отдельные вторичные цепи постоянной подпиткой электрической энергией. Поэтому в состав полумостового усилителя мощности входит схема автозапуска, осуществляющая первоначальную подачу импульсов управления для запуска усилителя мощности. Особая конструкция трансформаторных цепей и полумостового усилителя создает условия для кратковременной подачи питания на узел управления после подключения блока питания к первичной сети. Временно́го интервала начального запуска оказывается достаточно для установки режима стабильной генерации импульсных последовательностей, возбуждающих силовой каскад, на выходе узла управления. Узел управления формирует последовательности особой формы, усиление которых приводит к появлению трехуровневого сигнала на обмотках силового импульсного трансформатора, включенного в диагональ полумостового усилителя мощности. Вторичные низковольтные обмотки силового импульсного трансформатора нагружены на диоды SBD1, SBD2, D19 – D22 блока выпрямителей. Для выпрямления импульсных сигналов

применяются специальные дискретные диоды и матрицы диодов с малым временем восстановления обратного сопротивления. Выпрямители самых мощных каналов, то есть для вторичных напряжений +5 и +12 В, выполнены на матрицах, в состав которых входит по два диода. Для остальных каналов использованы дискретные элементы – диоды D19 – D22. Для ускоренного рассасывания избыточных зарядов в диодных структурах после изменения полярности импульсного входного сигнала параллельно выпрямительным элементам подключаются ускоряющие резистивно-емкостные цепи. Сглаживание и фильтрация импульсных сигналов производится на однозвенных LC каскадах блока фильтров.

В режиме устойчивой коммутации силовых транзисторов уровень энергетической мощности, поступающей во вторичные цепи, зависит от степени нагруженности каналов постоянных напряжений. Стабилизация значений вторичных напряжений выполняется системой автоматического регулирования. Датчики контроля уровня энергии, поступающей во вторичные цепи, входят в состав узла защиты и блокировки. Они подключены к выходной цепи канала +5 В. Сигнал обратной связи, вырабатываемый узлом защиты и блокировки, подается в узел управления блока питания. Основным элементом узла управления является формирователь ШИМ сигнала на микросхеме IC1. Внутренний источник микросхемы IC1 вырабатывает стабилизированное напряжение, используемое измерительными каскадами в качестве опорного. В рассматриваемом блоке питания применен принцип групповой регулировки выходных напряжений. Регулировка значений вторичных напряжений +12, –5 и –12 В производится косвенно по оценке состояния напряжения в канале +5 В. В связи с этим для устойчивой работы блока питания и поддержания значений вторичных напряжений в заданных пределах необходимо соблюдать баланс нагрузок по выходным каналам. Самая большая токовая нагрузка должна быть всегда у канала +5 В. Регулировка выполняется после сравнения этого напряжения с уровнем опорного напряжения. Формирователь ШИМ сигнала вырабатывает импульсные последовательности, частота которых поддерживается постоянной, а длительность импульсов управления варьируется в зависимости от состояния вторичных каналов. Если выходное напряжение падает ниже уровня опорного, то узел управления формирует сигнал воздействия на схемы усилителей как промежуточного, так и силового каскада на транзисторах Q5 и Q6 для увеличения уровня энергии, подаваемой во вторичные цепи. Реакция элементов управления на повышение вторичного напряжения обратная. Превышение выходным напряжением величины опорного напряжения посредством уменьшения длительности управляющих импульсов приводит к ограничению энергии, подаваемой на нагрузку.

В процессе эксплуатации блока питания могут возникать нештатные ситуации, в результате которых выходы каналов вторичных напряжений окажутся в состоянии перегрузки или КЗ. Организация системы защиты построена на различном подходе к оценке последствий воздействия КЗ на цепи основных и вспомогательных каналов вторичных напряжений. Для активизации защитного механизма блокировки по каналам отрицательных вторичных напряжений используются диодно-резистивные датчики узла защиты и блокировки. Слежение за перегрузкой по основным каналам осуществляется с помощью отдельного каскада, построенного на специальном импульсном трансформаторе. Датчик на импульсном трансформаторе имеет бо́льшую инерционность, чем датчики фиксации КЗ отрицательных каналов. Это объясняется увеличением времени, требуемого для правильной оценки процесса, который развивается в этом или обоих основных вторичных каналах. Принцип действия всех элементов защиты одинаков и направлен на прекращение работы узла управления, а также на блокировку активных элементов силового каскада преобразователя. Выпрямленное напряжение первичной сети продолжает поступать для питания силового каскада, но коммутация транзисторов прекращается, предотвращая их от повреждение нарастающим током.

Процесс инициализации схем материнской платы компьютера начинается не после подачи питающего напряжения, а при получении внешнего сигнала высокого логического уровня «питание в норме». Это единственный служебный сигнал, который подается от блока питания внешним устройствам. Появление высокого уровня на сигнальном выходе «питание в норме» происходит с задержкой относительно выхода вторичных напряжений на номинальные уровни. Временно́й интервал задержки жестко не регламентирован, находится в диапазоне от 100 до 500 мс и устанавливается в схеме резистивно-емкостными элементами.

3.4. Принципиальная схема

Импульсные источники питания данного класса имеют несколько различных модификаций схемотехнической реализации отдельных вспомогательных узлов. Принципиальных различий в их рабочих характеристиках нет, а разнообразие объясняется множеством производителей блоков питания. Поэтому при описании узлов и каскадов источников питания и особенностей их функционирования будут также приведены и графические иллюстрации

вариантов их исполнения. Для подробного обсуждения принципа построения и функционирования блока питания компьютеров типа AT/XT в качестве базовой выбрана модель, принципиальная схема которой показана на рис. 3.2.

На принципиальной схеме не показан сетевой выключатель, так как он относится к системному модулю компьютера. В самом блоке питания по входу первичной электрической сети установлен предохранитель – необходимый элемент системы защиты. Предохранитель предназначен для отключения импульсного источника питания от питающей сети при возникновении в нем неисправностей и не используется для сохранения работоспособности активных элементов источника питания, так как обладает высокой тепловой инерционностью. Процессы пробоя развиваются лавинообразно, остановить их может только электронная защита. Предохранитель способен лишь предотвратить лавинообразное нарастание процесса, который разрушает конструктивные элементы блока питания и повреждает проводники печатной платы.

Терморезистор TR1, также подключенный по входу первичной цепи, имеет отрицательный коэффициент сопротивления. Этот элемент имеет максимальное значения сопротивления в холодном состоянии, то есть в момент включения источника. Основным назначением терморезистора TR1 является ограничение пускового тока, протекающего по входной цепи блока питания. При включении источника питания возникает скачок тока, так как конденсаторы сглаживающего фильтра C10 и C11 в начальный момент времени не заряжены и их сопротивление крайне мало. По мере их заряда уровень тока, протекающего по входным цепям блока питания, постепенно снижается. Под действием тока терморезистор TR1 медленно разогревается, а его сопротивление снижается. После выхода на рабочий режим сопротивление TR1 имеет значение десятых долей Ома и практически не влияет на общие энергетические показатели блока питания.

После терморезистора и предохранителя в первичную цепь источника питания включен сетевой фильтр. В конструкции фильтра использованы элементы, которые должны обеспечивать значительный уровень затухания помех, проникающих в источник питания и исходящих из него. В отсутствие сетевого фильтра блок питания можно применять только в идеальных условиях, при полном отсутствии приборов, способствующих возникновению помех. Но даже в этом случае целесообразность его установки вполне оправдана, так как фильтр значительно ограничивает уровень паразитных колебаний, проникающих в сеть от самого источника с импульсным преобразователем. Конструкцию входного фильтра рассчитывают из условий, обеспечивающих работу блока питания при кратковременных бросках и провалах сетевого напряжения. Стандарт отечественной сети переменного тока допускает изменение напряжения в диапазоне 220 В ±15%. Но стандарт не может предусмотреть уровней кратковременных импульсных помех, источником которых являются приборы и устройства на основе электродвигателей, электромагнитных пускателей. Импульсные помехи от таких приборов могут проникать во вторичные цепи источника питания и оказывать негативное влияние на функционирование нагрузочных элементов. Наличие входного фильтра способствует устранению или значительному ослаблению влияния внешних помех на работоспособность блока питания и элементов нагрузки, подключенных к его вторичным цепям.

Помехоподавляющий фильтр представляет собой звено П-типа, состоящее из конденсаторов C1 – C4 и дросселя T, две обмотки которого намотаны в одном направлении на общий сердечник из материала с высоким значением магнитной проницаемости. Обмотки имеют одинаковое количество витков. Конденсаторы C3 и C4 включены последовательно, точка их соединения подключается к корпусной клемме блока питания. В отечественной сети выполняется заземление нулевого провода и поэтому точка соединения обязательно должна подключаться через корпус к «нулю». Таким образом, один из конденсаторов C3, C4 оказывается зашунтированным, а второй подключается параллельно конденсатору C2. Если корпус источника питания с таким фильтром оставить без подключения к защитному «нулю», то в средней точке емкостного делителя образуется напряжение, равное половине входного питающего напряжения.

Емкостное сопротивление конденсаторов C1 и C2 фильтра на частоте питающей сети достаточно большое и составляет примерно 145 кОм. Такое сопротивление не оказывает заметного влияния на помехи с частотой, близкой к частоте промышленной сети. Импульсные же помехи, имеющие спектр от десятков килогерц до нескольких мегагерц, замыкаются через малое сопротивление этих конденсаторов, и поэтому происходит значительное снижение их уровня. Полностью нейтрализовать помеху, проникающую из сети, одними конденсаторами не удается, и для более глубокой фильтрации применяется индуктивный элемент – дроссель T1. По конструкции и техническому смыслу дроссель T1 больше похож на трансформатор, поэтому в специальной литературе иногда его называют нейтрализующим трансформатором. Каждая из обмоток дросселя включена в цепь потенциального проводника. По

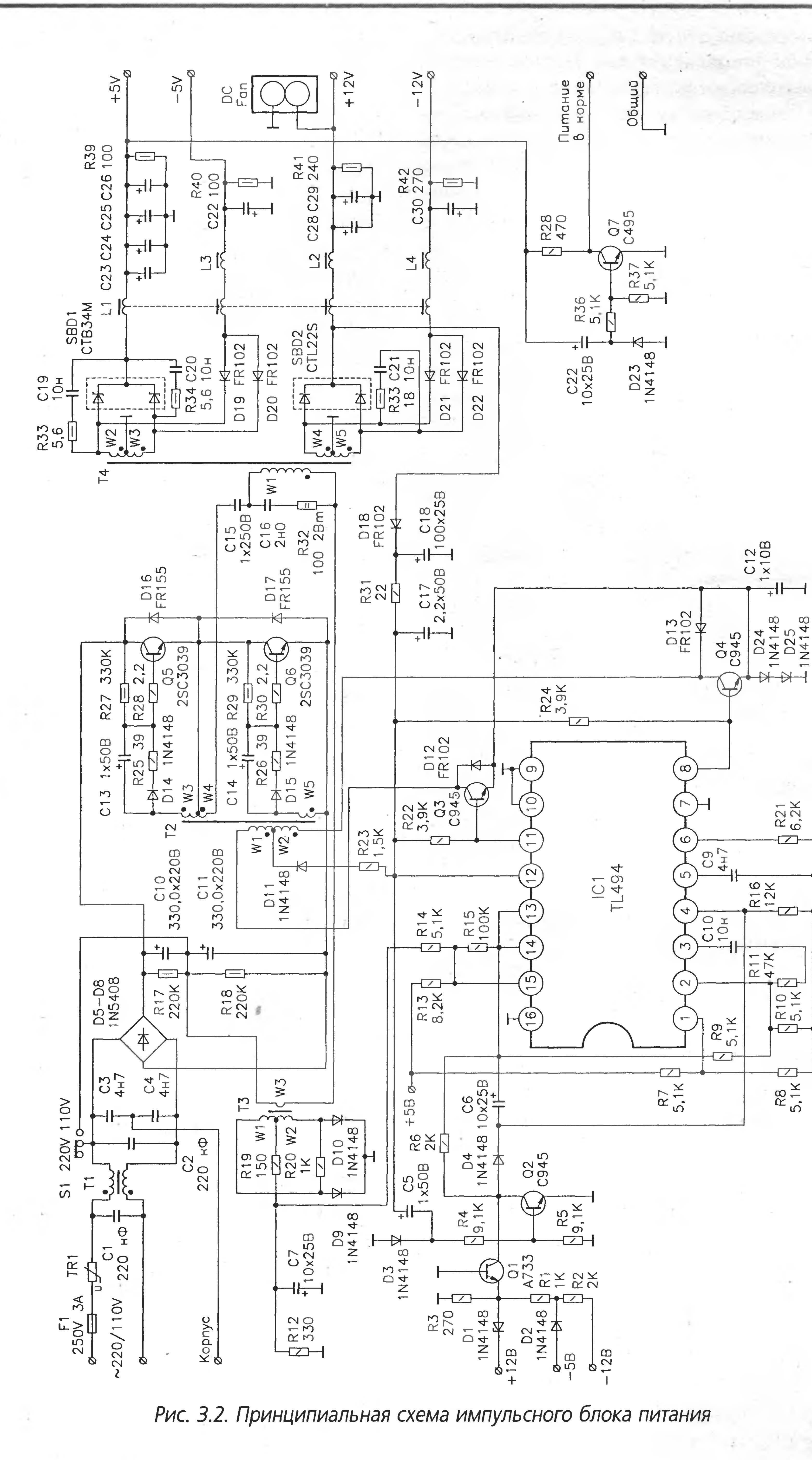


Рис. 3.2. Принципиальная схема импульсного блока питания

одной из обмоток протекает ток прямого направления, по второй – возвратный ток. Направление токов противоположно, но их величины абсолютно одинаковы. Токи, протекающие по каждой из обмоток, будут создавать магнитные потоки, равные по величине, но противоположные по направлениям. Взаимно противоположные потоки будут компенсировать друг друга. Ни один из потоков не будет преобладающим, а значит, не будет происходить намагничивание сердечника и индуктивность обмоток дросселя будет иметь максимально возможное значение. Это положение справедливо независимо от уровня тока потребления блока питания. Магнитные потоки, создаваемые колебаниями помехи, также взаимно компенсируются. Индуктивное сопротивление обмоток дросселя прямо пропорционально частоте протекающего тока. На частоте сети его величина относительно небольшая, но для высокочастотных колебаний помех она значительна. Затухание помех растет по мере увеличения их частоты. Установка отдельных дросселей на каждом отдельном проводнике будет производить значительно меньший эффект. В выпрямителе сетевого напряжения устанавливаются НЧ диоды. Ток, протекающий через сетевой выпрямитель, имеет пульсирующий характер, определяемый частотой переключения силовых транзисторов импульсного преобразователя. В моменты изменения полярности напряжения на диодах D1 – D4 выпрямителя происходит перезарядка их внутренней емкости. Этот процесс занимает определенный временно́й интервал. Диоды, изменяющие свое проводящее состояние на закрытое, не могут переключиться мгновенно, и некоторое время остаются открытыми. В это время одна пара диодов еще не закрыта, а вторая – постепенно открывается и начинает пропускать ток. Возникают сквозные токи, которые возбуждают кратковременные помеховые колебания. Подавление помех такого типа выполняют конденсаторы C2 – C4, подключенные к защитному заземлению или «нулю». Все конденсаторы сетевого фильтра рассчитаны на максимальное рабочее напряжение 1 кВ.

С помощью селектора уровня входного напряжения S1 выполняется переключение входной цепи блока питания для работы от сетевого напряжения с номинальными уровнями 220 или 115 В. Переключатель имеет только два состояния: замкнутое и разомкнутое. Разомкнутое состояние переключателя устанавливается, когда напряжение сети равно 220 В. Контакты переключателя замыкаются для подключения блока питания к сети с пониженным напряжением. Естественно, что при сохранении энергетического баланса, ток потребления и соответственно нагрузка на входные цепи источника питания при пониженном входном напряжении увеличивается в два раза по сравнению с режимом работы от 220 В. Действие переключателя достаточно подробно рассмотрено в главе 2 при описании аналогичного узла источника питания для компьютеров АТХ форм-фактора. Следует еще раз отметить, что коммутация переключателя S1 при его замыкании переводит схему выпрямителя на работу в режиме удвоителя напряжения. Основная же цель установки переключателя заключается в сохранении уровня постоянного напряжения питания на силовом каскаде. Когда происходит коммутация транзисторов полумостового усилителя, на силовой трансформатор подается импульсное напряжение, полный размах которого равен напряжению питания силового каскада. Сохранение этого напряжения на неизменном уровне позволяет использовать все элементы силового каскада без каких-либо модификаций. В этом случае отпадает необходимость применения транзисторов для силового каскада с повышенным напряжением коллектор-эмиттер, а также не происходит коммутации обмоток трансформатора для изменения коэффициентов трансформации.

Диодный мост выпрямителя нагружен на два электролитических конденсатора C10 и C11, включенных последовательно, а таже на силовой каскад импульсного преобразователя. Конденсаторы входят в состав фильтра, сглаживающего выпрямленное пульсирующее напряжение. Параллельно каждому из конденсаторов C10 и C11 сглаживающего фильтра включены высокоомные резисторы соответственно R17 и R18, создающие цепь разряда конденсаторов при отключении источника питания от сети. Резисторы выбраны с такими номиналами сопротивления, чтобы не оказывать влияния на работу ВЧ преобразователя.

Вся остальная электрическая схема блока питания предназначена непосредственно для генерации, усиления импульсных сигналов и их преобразования во вторичные напряжения, поступающие на элементы нагрузки. Этапы функционирования импульсного преобразователя приведены ниже в последовательности, соответствующей изложению материала в главе 2.

Но прежде чем перейти к детальному разбору функционирования отдельных каскадов, следует дать общую схему развития процессов, происходящих в блоке питания непосредственно после его включения в сеть. Именно начальный этап включения блоков питания для компьютеров AT/XT коренным образом отличается от более поздних модификаций, используемых в АТХ системах.

В блоке питания, схема которого представлена на рис. 3.2, нет узла, аналогичного вспомогательному

автогенератору АТХ преобразователя, от которого блок управления получает первичное питание для запуска генератора импульсных последовательностей. Поэтому одним из основных вопросов при подключении к питающей сети такого источника является обеспечение начального запуска и первичная запитка узла управления. Решение этой проблемы заключается в особой конструкции силового каскада преобразователя и, в частности, в способе подключения трансформатора внешнего возбуждения T2 к базовой цепи транзистора Q5. Вторичная цепь T2 имеет три обмотки. Две из них традиционно подключены к базовым цепям силовых транзисторов Q5 и Q6, а третья – к эмиттеру транзистора Q5 и через конденсатор C15 с первичной обмоткой импульсного трансформатора T4. Базовая цепь каждого силового транзистора соединена со своим коллектором через резистор с большим сопротивлением. Таким образом, через резисторы R27 и R29 на базы транзисторов Q5 и Q6 подается положительное смещение. Благодаря этим двум особенностям происходит полное открывание одного из силовых транзисторов Q5 или Q6, в результате которого на вторичных обмотках появляется импульс напряжения. Этим импульсным напряжением заряжаются емкости конденсаторов C18 и C17, образующие сглаживающий фильтр. Положительная обкладка конденсатора C17 подключена к выводу питания IC1/12 микросхемы ШИМ регулятора. Уровня напряжения на конденсаторах C17 и C18 и энергии их заряда оказывается достаточно для запуска микросхемы IC1 и получения на выходах IC1/8,11 последовательностей импульсов. Через каскады промежуточного усилителя, выполненного на транзисторах Q3 и Q4, импульсы управления подаются в базовые цепи силовых транзисторов Q5 и Q6. Возникает устойчивый колебательный процесс переключения силовых транзисторов, происходящий под управлением импульсов, формируемых схемой управления. Когда импульсные колебания принимают установившийся характер, напряжения на вторичных обмотках нарастают до номинальных уровней, и происходит формирование сигнала «питание в норме». Далее начинает действовать система слежения за выходным уровнем напряжения канала +5 В и регулирования поступления энергии во вторичные цепи. Если нагрузка каналов находится в определенных пределах, источник питания обеспечивает энергетическую поддержку вторичных цепей. При резком и неконтролируемом отклонении уровня нагрузки, приводящего к КЗ по одному из каналов, включается система блокировки схемы управления и отключения силового каскада.

Таков краткий обзор работы блока питания. Далее будет рассмотрено построение функциональных узлов схемы, приведенной на рис. 3.2, их особенности и различные варианты исполнения отдельных узлов. Существует достаточно большое число фирм-производителей источников питания, поэтому не исключено, что имеющийся у вас блок будет состоять из комбинации типовых узлов.

3.4.1. ШИМ преобразователь

ШИМ регулирование силового каскада импульсного преобразователя является наиболее оптимальным способом управления уровнем выходного вторичного напряжения источника питания. Схема широтно-импульсного модулятора построена на широко распространенной микросхеме типа TL494 (позиционное обозначение по схеме, представленной на рис. 3.2, – IC1). Подробное описание и основные технические характеристики этой микросхемы приведены в главе 2. Раздел, посвященный ее описанию, содержит структурную схему, представленную на рис. 2.7. Рассмотрим схему включения ШИМ преобразователя для случая применения согласно рис. 3.2. При ссылках в описании на внутренние узлы микросхемы будут использованы наименование и нумерация элементов микросхемы, соответствующие рис. 2.7.

После подачи питания на вывод IC1/12 включаются внутренние каскады микросхемы ШИМ преобразователя. Узлом, задающим частоту следования импульсов в выходных последовательностях, является генератор пилообразного напряжения, рабочая частота которого определяется внешними элементами, соединенными с выводам IC1/5 и IC1/6. Подключение элементов производится между общим проводом вторичной цепи и указанными выводами. К IC1/5 подсоединяется керамический конденсатор, а к IC1/6 – резистор. Частота генерации определяется значениями этих элементов и вычисляется по соотношению (2.1). Для ее вычисления в том случае, когда используемая схема, приведенная на рис. 3.2, в формулу должны быть подставлены значения сопротивления резистора R21 и емкости конденсатора C9. Частота, рассчитанная по формуле (2.1), при указанных номиналах элементов, составляет ≈34 кГц. Пилообразное напряжение амплитудой 3 В наблюдается на выводе IC1/5.

Выход источника опорного напряжения +5 В IC1/14 микросхемы TL494 подсоединен к IC1/13 – разрешающему входу для ее внутренних логических элементов DD3 и DD4. Выход опорного напряжения IC1/14 подключен также к резистивному делителю, образованному резисторами R9 и R10. Средняя точка этого делителя соединена с входом IC1/2 –

инвертирующим входом внутреннего усилителя сигнала рассогласования DA3. Второй вход внутреннего усилителя сигнала рассогласования DA3, на который внешние сигналы подаются через вывод IC1/1, присоединен к средней точке резистивного делителя на R7, R8. Верхний по схеме вывод резистора R7 подключен к выходу вторичного канала напряжения +5 В. Номиналы сопротивлений четырех резисторов R7 – R10 одинаковы и равны 5,1 кОм. При номинальном уровне напряжения в канале +5 В и стабильном уровне опорного напряжения микросхемы IC1, входные напряжения на входах DA3 имеют идентичные уровни и сигнал рассогласования (напряжение на выходе DA3) равен нулю. Отклонение уровня вторичного напряжения +5 В относительно номинального уровня будет вызывать адекватное пропорциональное изменение уровня на выходе DA3, которое передается на неинвертирующий вход внутреннего компаратора DA2. На повышение уровня выходного напряжения система авторегулирования будет отвечать уменьшением длительности управляющих импульсов (диаграммы 7 и 8 рис. 2.8). На выходе же DA2 в данном случае вид положительных импульсов будет соответствовать диаграмме 4 (рис. 2.8), то есть их длительность будет увеличиваться. Из этой же диаграммы видно, что понижение уровня выходного напряжения вызывает уменьшение длительностей положительных импульсов, а временно́й интервал длительности выходных положительных импульсов возрастает.

В схемотехнике узла входных цепей на входе усилителя рассогласования известно множество подходов к выполнению конструкций делителей, через которые подключаются опорное и выходное напряжения вторичного канала +5 В. Приведем два наиболее общих примера. Позиционные обозначения элементов для каждой схемы примеров индивидуальные.

Первый вариант представлен на рис. 3.3. Канал обратной связи используется для слежения за уровнями напряжений по вторичным каналам напряжений +5 и +12 В. Плечо резистивного делителя напряжения, подключенное между выводом 1 микросхемы TL494 и общим проводом, состоит из набора резисторов R3 – R6 различных номиналов. Параллельно включенными резисторами различных номиналов подбирается точный заданный уровень смещения на неинвертирующем входе внутреннего усилителя DA3 микросхемы TL494. Схемы включения составных резистивных делителей встречаются довольно часто. Точный подбор номинала сопротивлений производится группой резисторов не только в делителе обратной связи, но и в делителе, соединенном с выходом опорного напряжения микросхемы TL494. Плечи резистивных делителей, составленные из набора сопротивлений, могут подключаться как к общему проводу вторичного напряжения, так и между выходом опорного напряжения TL494/12 и одним из входов внутреннего усилителя DA3.

Главное в первом варианте построения делителей то, что установка начального смещения по входам DA3 выполняется постоянными резисторами и поэтому такая схема регулировки выходного напряжения не допускает.

Второй вариант конструкции делителей входных цепей усилителя сигнала рассогласования показан на рис. 3.4.

В этой модификации постоянный уровень напряжения задается на инвертирующем входе внутреннего усилителя DA3 микросхемы TL494. Подстройка начального уровня смещения на входе TL494/1 выполняется с помощью подстроечного резистора R3. В данном случае существует возможность подстройки выходного уровня с некоторым произвольным допуском. В принципе подстроечные резисторы так же, как и составные в предыдущем примере, могут устанавливаться в произвольном месте резистивных делителей напряжения. Заводские установки положений подстроечных резисторов изменять без крайней необходимости не рекомендуется.

Типовая схема включения для ШИМ преобразователя типа TL494 обязательно содержит корректирующую RC цепочку, подключенную между выводом IC1/3 и IC1/2 (в соответствии с нумерацией, принятой на рис. 3.2). Вывод IC1/2 – вход опорного

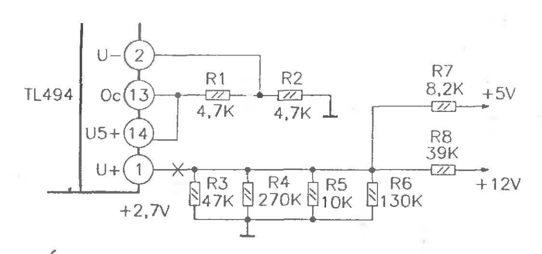


Рис. 3.3. Схема подключения напряжения обратной связи (вариант 1)

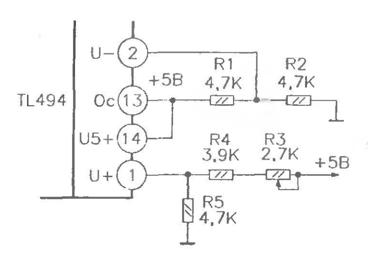


Рис. 3.4. Схема подключения напряжения обратной связи (вариант 2)

напряжения усилителя рассогласования, а IC1/3 – выход внутренних усилителей ошибки DA3 и DA4. Частотная коррекция способствует сохранению устойчивости в работе аналоговой части ШИМ преобразователя при резких перепадах уровней выходного напряжения +5 В. Резкое изменение выходного уровня может быть обусловлено синхронностью множественных переключений цифровых элементов персонального компьютера. В такие моменты может возникнуть скачок или спад напряжения, которые система авторегулирования должна будет компенсировать. Для того чтобы в моменты перепадов не возникали колебания периодического характера, установлены данные элементы коррекции.

Результатом работы микросхемы IC1 является формирование последовательностей импульсов управления силовым каскадом блока питания. Схемотехническое решение подключения выходного транзисторного каскада ШИМ преобразователя полностью аналогично варианту, описанному в главе 2. Эмиттеры выходных транзисторов микросхемы TL494 подключены к общему проводу. Импульсные сигналы снимаются с их коллекторов через выводы IC1/8 и IC1/11 микросхемы TL494. Коллекторной нагрузкой выходных транзисторов IC1 являются резисторы R22 и R24 с одинаковыми сопротивлениями, равными 3,9 кОм, а также базовые цепи транзисторов Q3 и Q4, входящих в состав согласующего каскада. В каскаде промежуточного усилителя применяются типовые транзисторы 2SC945. Первичные обмотки W1 и W2 трансформатора T2, соединенные последовательно, являются нагрузками для транзисторов промежуточного усилителя. Начала обмоток трансформатора T2 на принципиальной схеме, представленной на рис. 3.2, отмечены точками. Электропитание цепей промежуточного усилителя осуществляется от того же источника, что и микросхемы IC1. Резисторы R22 и R24 подключены к накопительному конденсатору фильтра питания C17. Напряжение питания в коллекторные цепи транзисторов Q3 и Q4 подается через последовательно соединенные резистор R23, диод D11 и обмотки W1, W2 трансформатора T2. Диод D11 катодом подключен к точке соединения первичных обмоток трансформатора T2. Вид импульсных сигналов на коллекторах транзисторов Q3 и Q4 аналогичен представленному на рис. 2.10. Импульсные последовательности одинаковы, но импульсы положительной полярности каждой из них сдвинуты по времени относительно друг друга. Эмиттеры транзисторов Q3 и Q4 объединены и подключены к последовательно соединенным диодам D24 и D25. Параллельно диодам установлен электролитический конденсатор C12. Напряжение на эмиттерах транзисторов Q3 и Q4 поддерживается на уровне +1,6 В. Наличие постоянного смещения эмиттеров создает условия для наиболее эффективного переключения транзисторов под воздействием импульсов, подаваемых с выходов микросхемы IC1/8 и IC1/11. На базы транзисторов Q3 и Q4 импульсные сигналы подаются с коллекторов транзисторов, входящих в состав микросхемы IC1. Напряжение насыщения у них составляет 0,3–0,4 В. Импульс напряжения низкого уровня, появляющийся на базе любого из транзисторов Q3 и Q4, устанавливает на переходе эмиттер-база обратное смещение ≈1,2 В, что способствует быстрому рассасыванию избыточных зарядов в базе транзистора промежуточного усилителя и его ускоренному переключению.

Импульсы управления на коллекторах Q3 и Q4 имеют положительную полярность. Первичная обмотка W2 трансформатора T2 синфазна вторичным обмоткам W4 и W3. Обмотки трансформатора T2 включены таким образом, что импульсное напряжение на обмотках W1 и W5 противофазно напряжению на W2. Следовательно, при появлении на коллекторе транзистора Q3 импульса положительной полярности, открывающий импульс наблюдается и в базовой цепи транзистора Q6. Спадом импульса заканчивается временно́й интервал активной работы Q6, и в этот момент транзистор Q6 переходит в закрытое состояние.

Выходные транзисторы микросхемы IC1 не имеют определенных обязательных подключений эмиттерных и коллекторных электродов. Это обстоятельство позволяет изготовителям блоков питания применять разнообразные конфигурации при построении промежуточных усилителей. Для дополнительного усиления импульсных сигналов могут использоваться внешние по отношению к IC1 транзисторы, аналогичные приведенным на схемах рис. 2.2 и 3.2. Но это также не является обязательным; существуют схемы, в которых управляющие сигналы подаются от ШИМ преобразователя на согласующий трансформатор без дополнительного усиления. Применение согласующего трансформатора для передачи импульсных сигналов от схемы управления на силовые элементы преобразователя является универсальным решением. Такой подход позволяет обеспечить гальваническую развязку узла управления, подключенного к вторичной цепи питания, и осуществить преобразование сигнала управления по току. Параметры первичных обмоток согласующего трансформатора T2 определяются напряжением питания каскада промежуточного усилителя, а также схемой подключения этих обмоток к активным элементам каскада. Требования к характеристикам вторичных обмоток трансформатора практически не изменяются у различных модификаций импульсных источников питания с внешним возбуждением силового полумостового каскада.

Рассмотрим три варианта схем промежуточных усилителей, встречающихся в источниках питания для компьютеров типа AT/XT.

На рис. 3.5 представлен фрагмент схемы промежуточного усилителя, выполненный с использованием пары внешних транзисторов.

Особенностью данной схемы является подключение дополнительных транзисторов Q1 и Q2 каскада промежуточного усилителя к единственной первичной обмотке согласующего трансформатора T. Начала обмоток трансформатора T в данном примере показаны условно точками. Непременное условие, которое должно соблюдаться в соответствующей схеме, – это подключение вторичных обмоток согласующего трансформатора к транзисторам Q1 и Q2.

Коллекторы выходных транзисторов VT1 и VT2 микросхемы TL494 подключены к шине источника питания, а к их эмиттерным электродам присоединены резисторы R1 и R3 соответственно. В данной конфигурации выходные транзисторы микросхемы TL494 работают в режиме эмиттерных повторителей. При таком включении фазы импульсных сигналов на эмиттерах и базах VT1, VT2 совпадают. Форма сигналов на эмиттерах выходных транзисторов соответствует, показанным на диаграммах 7 и 8 (см. рис. 2.8). Резисторы R1 и R2 последовательно подключены к эмиттеру VT1 и образуют делитель, к средней точке которого подключена базовая цепь внешнего усилительного транзистора Q2. Аналогичная цепь образована резисторами R3, R4 и подключена к VT2. Средняя точка второго делителя соединяется с базовой цепью транзистора Q1. Структура и элементы усилительных каскадов абсолютно идентичны.

Эмиттеры выходных транзисторов TL494 соединены через резисторы с общим проводом. Наличие резисторов в эмиттерных цепях VT1 и VT2 является фактором увеличения скорости срабатывания активных элементов, входящих в состав импульсного усилителя. Соотношение сопротивлений резисторов в делителях выбирается таким образом, чтобы уровень напряжения на базах Q1 и Q2 оказался достаточным для перевода транзисторов промежуточного усилителя в состояние насыщения. Транзисторы Q1 и Q2 открываются, когда в эмиттерных цепях VT1 и VT2 действует импульс высокого уровня.

Уровни сигналов на выводах 7 и 8 микросхемы практически совпадают со значениями напряжений на выходах логических элементов DD5 и DD6 (см. рис. 2.7). Импульсы управления подаются на базы транзисторов Q1 и Q2 через токозадающие резисторы R5, R6 и форсирующие конденсаторы C1 и C2, подключенные параллельно резисторам. Конденсаторы C1 и C2 способствуют ускоренному рассасыванию избыточных зарядов в базах транзисторов Q1 и Q2 при изменении полярности входного напряжения. На рис. 3.6 представлены временные диаграммы импульсных сигналов на обоих выводах конденсатора C1. Верхняя диаграмма отражает вид импульсов на делителе из резисторов R3 и R4. На средней диаграмме показана форма сигнала непосредственно на базе транзистора Q2. Отрицательные выбросы на второй диаграмме, появляющиеся по спаду положительного импульса, обусловлены действием конденсатора в базовой цепи. Форма импульсных сигналов на конденсаторе C2 полностью аналогична. На нижней диаграмме приведена форма импульсов на коллекторах Q1 и Q2.

На диаграммах 7 и 8 (см. рис. 2.8) активный временно́й интервал воздействия на силовые транзисторы преобразователя представлен импульсами высокого уровня. Интервалы нулевого напряжения между ними – это паузы. Примем условно, что на диаграммах 7 и 8 показаны последовательности импульсов, формируемые на выводах TL494/9 и TL494/10 соответственно. Действие импульсов высокого уровня на выводах TL494/9,10 сдвинуто по времени. Паузы же, представленные нулевыми уровнями, перекрываются между собой. Если на одном выводе устанавливается высокий уровень, то на другом – обязательно низкий. Сигнал высокого

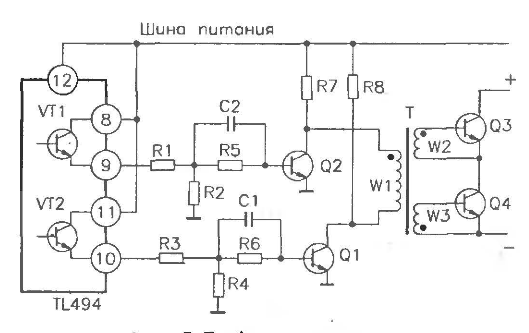


Рис. 3.5. Фрагмент схемы промежуточного усилителя (вариант 1)

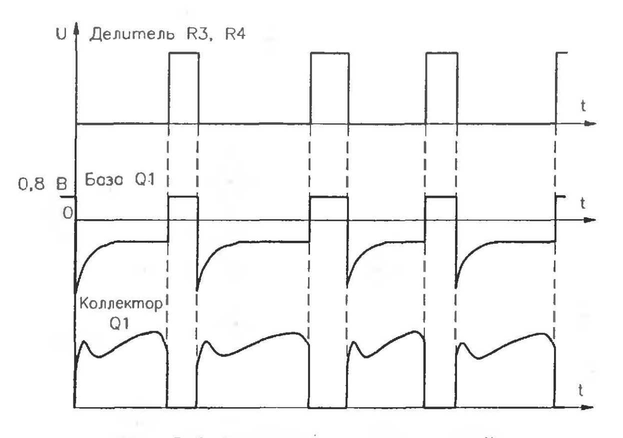


Рис. 3.6. Диаграммы напряжений на конденсаторе C1 и коллекторе Q1

уровня, пройдя через эмиттерный делитель, попадает в базовую цепь внешнего транзистора и открывает его. Эмиттеры дополнительных транзисторов Q1 и Q2 соединены с общим проводом, поэтому импульс высокого уровня переводит их в состояние насыщения. Существует три рабочих фазы в переключении транзисторов Q1 и Q2. Причем состояние элементов, соответствующее начальным условиям работы схемы, в течение полного рабочего цикла повторяется дважды. Первая фаза начинается тогда, когда на базах обоих транзисторов действуют напряжения низкого уровня. В это время оба транзистора находятся в закрытом состоянии. Ток через них не протекает. Если параметры всех элементов транзисторных схем одинаковы, то потенциалы на коллекторах Q1 и Q2 также равны между собой. Следовательно, никакой разности потенциалов на выводах первичной обмотки W1 трансформатора Т не будет. Ток через нее не протекает, магнитного потока не создается, и на обеих вторичных обмотках W2 и W3 устанавливаются нулевые уровни напряжения. В дальнейших рассуждениях сделано предположение о том, что, говоря о напряжении на вторичной обмотке, имеется в виду вывод обмотки, подключенный к базе силового транзистора. Значение напряжения на выводе, соединенном с базовой цепью силового транзистора, указывается относительно второго вывода этой же обмотки.

Вторая фаза работы усилительной схемы начинается с момента поступления на базу Q1 импульса высокого уровня. Фронтом импульса высокого уровня транзистор Q1 переводится в открытое состояние. Вывод первичной обмотки W1 трансформатора Т, соединенный с коллектором Q1, через малое сопротивление этого открытого транзистора оказывается подключенным к общему проводу вторичной цепи питания. В течение всего времени действия импульса высокого уровня на базу транзистора Q1 второй усилительный транзистор, то есть Q2, остается в состоянии отсечки. Поэтому второй вывод первичной обмотки W1 трансформатора Т подключен к шине питания через сопротивление резистора R7. Выводы первичной обмотки трансформатора оказываются под разными потенциалами. Через эту обмотку протекает ток, который создает магнитный поток в сердечнике трансформатора Т. На вторичных обмотках наводится ЭДС, форма которой повторяет сигнал, поданный на первичную обмотку. Так как переключающим сигналом является импульс, то и на вторичных обмотках появляется импульс напряжения. В результате появления низкого уровня напряжения на коллекторе транзистора Q1, на базе Q3 возникнет положительный скачок, а на базе Q4 появится спад напряжения отрицательной полярности. Транзистор Q3 будет открываться, а на базу транзистора Q4 будет воздействовать отрицательный потенциал, повышающий его степень закрывания.

Транзисторы опять переходят в одинаковое закрытое состояние, когда действие импульса высокого уровня на базовую цепь Q1 заканчивается. Протекание тока через первичную обмотку W1 трансформатора Т прекращается. Напряжения на его вторичных обмотках спадают до нулевого уровня. Рабочие условия этого состояния полностью повторяют ситуацию, с которой начато рассмотрение функционирования данной схемы. Оно продолжается до прихода на базу транзистора Q2 фронта положительного импульса. В этот момент наступает третья фаза работы каскада.

На этой стадии открывается транзистор Q2, а транзистор Q1 остается в состоянии отсечки. Вывод обмотки, соединенный с коллектором транзистора Q2, подключается к общему проводу питания каскада усилителя. Второй вывод первичной обмотки остается соединенным с общим проводом через резистор R8. В этом случае концы обмотки имеют инверсное подключение к питанию и общему проводу по сравнению с состоянием, в котором они находились во второй фазе работы импульсного усилителя. Путь протекания тока по цепи усилителя следующий: шина питания – резистор R8 – первичная обмотка трансформатора Т – транзистор Q2 – общий провод. Уровень управляющего сигнала, поступающего на базу Q2, изменяется скачкообразно. Протекающий ток оказывает воздействие на сердечник магнитопровода трансформатора Т, в результате на его вторичных обмотках появляются импульсные перепады напряжения. Изменение уровней происходит относительно состояния, когда на выводах обмоток присутствуют нулевые потенциалы. Полярность импульсов противоположна той, которая устанавливалась на втором этапе работы усилителя. На выводе обмотки W3, подключенном к базе транзистора Q4, появляется положительный фронт напряжения. На выводе обмотки W2, соединенном с базой транзистора Q3, напротив, перепад имеет вид спада нулевого уровня в область отрицательных значений напряжения. Транзистор Q4 открывается, а Q3 сохраняет свое закрытое состояние.

Переменное подключение разных выводов первичной обмотки трансформатора Т то к общему проводу, то к шине питания создает переменный магнитный поток в сердечнике трансформатора. Магнитным током, возникающим в результате коммутации обмоток трансформатора, наводится ЭДС в обмотках управления силовыми транзисторами преобразователя. Полная симметрия параметров элементов, установленных в каждом из транзисторных плеч усилителя, исключает возможность

перемагничивания сердечника трансформатора. Источник формирования импульсов управления единый для усилительных трактов транзисторов Q1 и Q2, что также обеспечивает равномерность протекания токов в каждом из направлений за каждый полный цикл работы каскада.

Рассмотренная выше схема промежуточного усилителя имеет дополнительные транзисторы (по отношению к базовой схеме TL494), но существуют варианты исполнения такого каскада, где используются только внутренние элементы интегрального ШИМ преобразователя. Фрагмент схемы одного из вариантов представлен на рис. 3.7.

На этой схеме подключение согласующего трансформатора выполнено непосредственно к транзисторам VT1 и VT2, входящим в состав микросхемы TL494. Выходные транзисторы включены по ключевой схеме. Эмиттеры обоих транзисторов соединены с общим проводом. Их коллекторы нагружены первичными обмотками трансформатора T. Обмотки включены последовательно, точка соединения выведена на шину питания микросхемы TL494. Подключение трансформатора T должно быть обязательно выполнено в соответствии с рис. 3.7. Начала обмоток трансформатора на рисунке обозначены точками. Еще одна важная особенность использования трансформатора в схеме на рис. 3.7 заключается в том, что его обмотки подключаются между коллекторами выходных транзисторов и шиной питания без резисторов, ограничивающих ток через транзисторы. Индуктивное сопротивление первичных обмоток на частоте работы преобразователя должно быть достаточно высоким, чтобы чрезмерно большой ток коллектора не повредил структуру выходных транзисторов.

В двух предыдущих схемах промежуточных усилителей размах напряжения на коллекторах внешних транзисторов был меньше уровня напряжения питания каскада. Это происходило из-за включения последовательно с первичной обмоткой трансформатора ограничивающих сопротивлений.

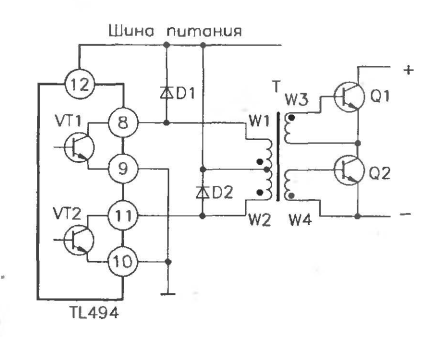


Рис. 3.7. Фрагмент схемы промежуточного усилителя (вариант 2)

Образовывался делитель, состоящий из сопротивления резистора и индуктивного сопротивления первичной обмотки. В схеме, приведенной на рис. 3.7, подобный эффект не наблюдается, и размах напряжения на коллекторах выходных транзисторов даже несколько превышает уровень питающего напряжения. Для защиты транзисторов от перенапряжения, возникающего при работе на индуктивную нагрузку, между шиной питания и коллектором каждого транзистора установлено по диоду – D1 и D2. Аноды диодов подключены к коллекторам транзисторов, а катоды – к шине питания каскада. Большую часть рабочего цикла транзисторы находятся в закрытом состоянии, которое поддерживается низким уровнем напряжения на их базах, что видно из диаграмм 7 и 8 (см. рис. 2.8). Импульсы управления положительной полярности подаются на каждый из транзисторов со смещением по времени. Когда на базу VT1 воздействует импульс высокого уровня, он открывается и переводится в насыщение. В течение всего времени действия этого импульса на базе VT1 второй транзистор выходного каскада – VT2 – остается в закрытом состоянии. Ток протекает только через открытый транзистор VT1 и первичную обмотку W1 трансформатора T. Резкое изменение тока, протекающего через обмотку W1, вызывает возникновение магнитного потока, результатом действия которого будет возбуждение ЭДС в обеих вторичных обмотках. Обмотка W1 включена синфазно с вторичной обмоткой W4. На выводе обмотки W4, подключенной к базе силового транзистора Q2, появляется импульс ЭДС положительной полярности. Так как обмотка W3 включена противофазно обмотке W4, то на ней в этот момент импульс ЭДС будет иметь отрицательную полярность. Появление импульсных сигналов на вторичных обмотках трансформатора T приходит на смену состоянию покоя, так как в течение действия нулевых уровней на базы транзисторов VT1 и VT2 напряжения на вторичных обмотках согласующего трансформатора T равны нулю.

С окончанием действия положительного импульса на базе транзистора VT1 схема усилителя вновь попадает во временно́й интервал формирования сигнала паузы между управляющими импульсами. Напряжения на вторичных обмотках опять принимают нулевое значение. Оно сохраняется до прихода следующего управляющего импульса. Если на предыдущем этапе подача импульса на транзистор VT1 вызывала открывание транзистора Q2, то следующий импульс будет поступать на базу транзистора VT2, работа которого оказывает воздействие на второй транзистор полумостового усилителя мощности. По фронту импульса открывается

транзистор VT2, и ток начинает протекать через первичную обмотку W2 трансформатора Т. Следствием процессов, которые вызывают ток этой обмотки, будет появление положительного импульса ЭДС на обмотке W3 и открывание транзистора Q1. Соответственно, в это же время произойдет усиление степени закрывания транзистора Q2 в результате действия на обмотке W4 импульса отрицательной полярности.

Как и в предыдущем примере схемы усилительного каскада, идентичность параметров плеч усилителя гарантирует симметричность циклов перемагничивания сердечника согласующего трансформатора и исключение его насыщения. Небольшое изменение магнитных характеристик сердечника может наблюдаться при работе микросхемы TL494 в циклах устранения отклонений выходных напряжений от номинальных уровней. В этом случае импульсы, воздействующие на транзисторы VT1 и VT2 и определяющие время протекания токов через каждую из обмоток трансформатора, будут иметь несколько различную длительность. Если текущее небольшое перемагничивание сердечника вызвано компенсацией повышения выходного уровня вторичного напряжения, то впоследствии при устранении понижения выходного уровня напряжения будет происходить противоположное перемагничивание магнитопровода. То есть усредненный баланс намагниченности будет соблюдаться.

Принципы функционирования схемы, представленной на рис. 3.7, близки или аналогичны логике работы промежуточного усилителя, входящего в состав схемы по рис. 3.2. В базовой схеме применяются внешние дополнительные транзисторы, а также установлен резистор, ограничивающий ток, проходящий через эти транзисторы. Еще одной особенностью схемой является то, что в течение паузы между импульсами управления через транзисторы Q3 и Q4 (см. рис. 3.2) протекают токи и эти транзисторы находятся в состоянии насыщения. Управляющий импульс переводит один из транзисторов в закрытое состояние. Порядок намотки первичной и вторичных обмоток согласующего трансформатора на обеих схемах идентичен.

На рис. 3.8 показан фрагмент схемы промежуточного усилителя, которая используется достаточно редко, но как один из вариантов построения подобного блока имеет смысл детально рассмотреть принцип ее работы.

Схема выполнена на основе двух согласующих трансформаторов T1 и T2, каждый из них используется для управления только одним силовым транзистором преобразователя. Первичные обмотки согласующих трансформаторов состоят из двух полуобмоток, точка соединения которых подключена к шине питания. Первичные полуобмотки W1 и W1' трансформаторов T1 и T2 включены между коллекторами транзисторов и шиной питания без промежуточных токозадающих резисторов. Вторая половина каждой первичной обмотки имеет соединение с общим проводом через диод D2 и D1 соответственно. По постоянному току диоды включены с обратным смещением. Параметры намотки и магнитные свойства трансформаторов схемы идентичны. Для примера достаточно рассмотреть процессы, протекающие в усилителе, выполненном на VT1. Все описание будут справедливо для узла на VT2 с учетом временно́го сдвига процессов.

В моменты пауз между импульсами управления на коллекторах VT1 и VT2 устанавливаются потенциалы, равные напряжению питания каскада. В течение пауз токи через обмотки W1 и W1' не протекают, транзисторы закрыты. Импульс управления высокого уровня открывает выходной транзистор VT1 микросхемы TL494, напряжение на нем спадает до уровня насыщения. Выводы обмотки W1 оказываются под разными потенциалами. В течение действия импульса по обмотке протекает ток, создающий магнитный поток в сердечнике трансформатора. Происходит накопление энергии в индуктивном элементе. Первичные полуобмотки каждого из трансформаторов имеют между собой гальваническую и магнитную связь. Благодаря наличию магнитной связи по окончании действия управляющего импульса на транзистор VT1 на выводе обмотки, подключенной к катоду диода D2, возникает импульс отрицательной полярности. Диод открывается. Через него начинает протекать ток, который замыкается через источник питания каскада, конденсаторы, установленные для фильтрации напряжения питания, и полуобмотку W2. В течение временно́го интервала протекания этого тока происходит возврат энергии, накопленной в трансформаторе. Токи, протекающие через обмотки W1 и W2, взаимно противоположны. Магнитные потоки также имеют

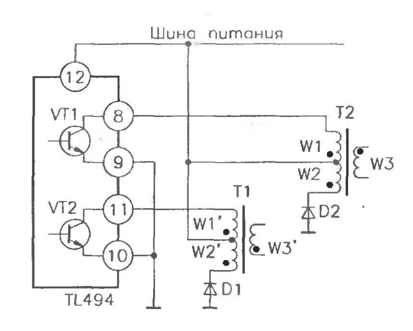


Рис. 3.8. Фрагмент схемы промежуточного усилителя (вариант 3)

встречную направленность. То есть намагничивание сердечника, которое происходит во время прохождения тока через W1, компенсируется магнитным потоком, возникающим под действием тока, протекающего через W2. Спадающий по мощности магнитный поток компенсации действует в промежутке между двумя импульсами открывания VT1.

Во время рабочего открывания транзистора VT1 для формирования импульса положительной полярности, воздействующего на базу силового транзистора, подключаемого к вторичной обмотке W3, ток протекает через обмотку W1 трансформатора T2. По мере закрывания транзистора VT1 импульс положительной полярности на обмотке W3 трансформатора T2 прекращается. Время активной работы силового транзистора, подключенного к обмотке W3, заканчивается, и он закрывается. Трансформаторы T1 и T2 не оказывают влияния на работу друг друга. Импульсы, действующие на вторичной обмотке W3, имеют вид двухуровневого сигнала в отличие от схем с использованием единого трансформатора для управления силовыми транзисторами, рассмотренными выше. Каждый силовой транзистор открывается синхронно с транзистором, установленным в его канале управления.

Все описанные выше процессы в микросхеме IC1 и промежуточном усилителе протекают в установившемся режиме, когда напряжения питания каскада управления имеют номинальное значение. Однако в начальный момент запуска ШИМ преобразователя каскад управления выводится в рабочий режим с помощью специальной схемы, обычно называемой схемой «медленного» (или «плавного») запуска. Необходимость применения особых мер по «медленному» запуску схемы управления обусловлено рядом причин.

Наиболее существенный момент в этом смысле состоит в том, что в момент подключения источника питания к сети все его емкости находятся в разряженном состоянии. Начальный бросок тока по цепи первичного питания, возникающий при заряде конденсаторов сетевого фильтра, нейтрализуется терморезистором. Конденсаторы во вторичной цепи источника также разряжены и в начальный момент представляют собой КЗ, то есть большую нагрузку. Силовые транзисторы после включения питания работают в форсированном режиме до тех пор, пока не произойдет заряд конденсаторов. По мере заряда токовая нагрузка на транзисторы снижается. Схема «медленного» запуска предназначена для постепенного выведения силового каскада в штатный режим работы. Период включения искусственно затягивается для обеспечения безопасного функционирования силовых элементов импульсного преобразователя. В процессе «медленного» запуска на начальном этапе работы преобразователя напряжения происходит принудительное ограничение длительности импульсов управления, воздействующих на силовые транзисторы.

Рассматривая схему, приведенную на рис. 3.2, отметим, что после подключения источника к первичному питанию происходит формирование напряжения питания всего каскада ШИМ преобразователя, включая промежуточный усилитель на транзисторах Q3 и Q4. Напряжение питания подается по цепи, подключенной к выводу IC1/12 микросхемы TL494. Появление напряжения в этой точке инициирует работу внутренних каскадов микросхемы IC1. Запускается генератор пилообразного напряжения, внутренним стабилизатором на выводе IC1/14 формируется опорное напряжение питания +5 В. Между выводами IC1/12 и IC1/14 включен конденсатор C6. В начальный момент после включения схемы конденсатор не заряжен и представляет собой малое сопротивление. При появлении напряжения на IC1/14 обе обкладки конденсатора C6 оказываются под одинаковым положительным потенциалом. Дальнейшее развитие процесса включения микросхемы удобно проследить с помощью диаграмм напряжения, приведенных на рис. 3.9. Диаграммы показывают состояние внутренних элементов микросхемы IC1.

На диаграмме 1 приведена форма напряжений, действующих на входах внутреннего компаратора DA2 микросхемы IC1, функциональная схема которой изображена на рис. 2.7. Пилообразное напряжение действует на его инвертирующем входе.

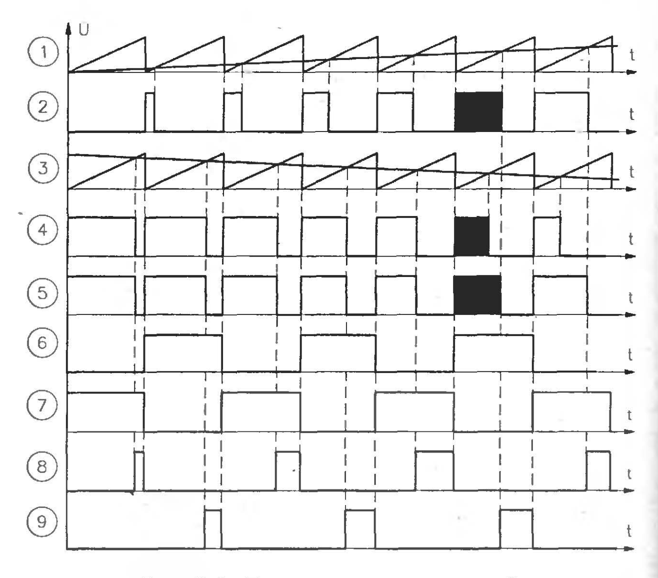


Рис. 3.9. Диаграммы напряжений, иллюстрирующие процесс «медленного» запуска

Линейно возрастающее напряжение подается на неинвертирующий вход компаратора от внутреннего усилителя ошибки на DA3. Сначала напряжения всех вторичных цепей равны нулю. Поэтому на входе IC1/1 установлено также нулевое напряжение. После появления питания на IC1 резисторным делителем из R9 и R10 на вход IC1/2 подается положительный потенциал. Соотношение потенциалов на входах IC1/1 и IC1/2 таково, что напряжение на выходе внутреннего компаратора DA3 равно нулю. По мере передачи энергии во вторичную цепь происходит постепенный заряд конденсаторов в выходной цепи канала +5 В. Повышение уровня напряжения на выходе DA3 является следствием нарастания положительного потенциала на входе IC1/1. Внутренним компаратором DA2 производится сравнение входных напряжений. Результирующий выходной импульсный сигнал представлен на диаграмме 2. Рост линейного напряжения на его неинвертирующем входе сопровождается увеличением длительности положительных импульсов на выходе компаратора, с которого они поступают на первый вход внутреннего логического элемента DD1.

Появление положительного потенциала на выводе IC1/4 и его постепенный спад показаны на диаграмме 3. Вход IC1/4 является неинвертирующим входом внутреннего компаратора «мертвой» зоны DA1. На его инвертирующий вход подается пилообразное напряжение. Форма результирующего сигнала, появляющегося на выходе DA1, отражена на диаграмме 4. Этот сигнал подается на второй вход логического элемента типа ИЛИ. Если в это время хотя бы один из входных сигналов также будет иметь высокий потенциал, напряжение на его выходе примет высокий логический уровень. Форма сигнала на выходе логического элемента DD1 показана на диаграмме 5. Видно, что от появления питающего напряжения питания на IC1 до момента T длительность положительных импульсов на выходе DD1 определяется работой ШИМ компаратора DA2. Начиная с момента T, после значительного спада напряжения на входе IC1/4 на выход DD1 поступают положительные импульсы, формируемые компаратором мертвой зоны DA1. При этом все временные параметры импульсной последовательности, действующей на входе цифрового тракта микросхемы IC1, задаются рабочими характеристиками внутреннего усилителя ошибки DA3 и внутреннего компаратора DA2. Диаграммы 6 и 7 демонстрируют форму импульсов на входах внутреннего триггера DD2. Последние две диаграммы показывают вид импульсных последовательностей, действующих на коллекторах транзисторов Q3 и Q4 промежуточного усилителя. Длительность положительных импульсов управления увеличивается постепенно, что видно из диаграмм 8 и 9. Происходит плавное наращивание мощности сигнала управления и плавное нарастание напряжений вторичных цепей. Передача управления от компаратора «мертвой зоны» DA1 тракту усилителя ошибки осуществляется тогда, когда конденсаторы вторичных цепей уже заряжены и требуется передача энергии для поддержания уровня этого заряда.

3.4.2. Импульсный усилитель мощности

Источник питания, принципиальная схема которого изображена на рис. 3.2, относится к классу преобразователей напряжения с внешним возбуждением. Генерация сигналов управления работой импульсного усилителя мощности выполняется узлом ШИМ преобразователя. Сигналы управления имеют малый уровень и мощность. Усиление этих сигналов по току и напряжению производится силовым каскадом, построенным на транзисторах Q5 и Q6. Импульсный усилитель мощности выполнен по полумостовой схеме. Нагрузкой силового каскада является импульсный трансформатор T4, включенный в диагональ моста. Для защиты силового трансформатора от насыщения постоянной составляющей протекающего тока его включение произведено последовательно с керамическим конденсатором C15.

Схема усилительного каскада в данном случае выполняет не только высокочастотное преобразование энергии источника постоянного напряжения, но она наделена еще и дополнительными функциями. Последовательно с первичной обмоткой силового трансформатора включена обмотка другого трансформатора – T3. Она подключена в разрыв соединения первичной обмотки T4 и точки соединения электролитических конденсаторов C10 и C11. Трансформатор входит в состав узла контроля перегрузки по току основных вторичных каналов блока питания. Первичная обмотка W3 трансформатора T3 используется в качестве основного элемента датчика токовой нагрузки вторичных каналов. На основе элементов силового каскада построен узел начального запуска каскада ШИМ преобразователя или, точнее, подачи начального питания на этот каскад. Если на микросхеме TL494, являющейся базовым элементом схемы управления, не установлена блокировка, она запускается автоматически при нарастании напряжения питания на ее выводе IC1/12 до уровня +7 В. Под запуском понимается начало формирования импульсных последовательностей на выводах IC1/8,11.

Напряжение питания на вывод IC1/12 микросхемы поступает через последовательно соединенные диод D18 и резистор R31. Анод диода соединен с выходом выпрямителя на диодной сборке SBD2. Фильтрация напряжения питания микросхемы выполняется конденсаторами C17 и C18. Эта цепь питания единственная. Только по этой цепи напряжение питания подается на микросхему IC1 и каскад промежуточного усилителя с момента запуска преобразователя и в течение всего цикла работы. Для формирования начального импульса напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора специально модифицированы базовые цепи силовых транзисторов. В классической схеме полумостового усилителя в базовые цепи транзисторов включено по одной вторичной обмотке согласующего трансформатора. Сигналы для открывания транзисторов поступают через эти обмотки. На рис. 3.2 показано, что вторичная обмотка трансформатора T2, подключенная к цепям транзистора Q5, состоит из двух полуобмоток – W3 и W4. К элементам, составляющим базовую цепь транзистора Q6, подсоединена обмотка W5. Обмотки W3 и W4 намотаны синфазнои противоположно намотке W5. Еще одним отличием схемы, приведенной на рис. 3.2, от классического варианта является наличие резисторов R7 и R9, установленных между коллекторами и базами транзисторов Q5 и Q6 соответственно. Резисторы служат для подачи смещения на базы силовых транзисторов и являются необходимыми элементами в цепи формирования напряжения начального запуска ШИМ преобразователя.

В начальный момент времени после подачи электропитания на блок питания напряжение поступает только на элементы силового каскада. На всех вторичных обмотках трансформатора T4 напряжение отсутствует. Конденсаторы C10 и C11 образуют емкостной делитель. Напряжение в точке их соединения равно половине напряжения питания силового каскада. Благодаря наличию резисторов R27 и R29, на базах транзисторов Q5 и Q6 постепенно нарастают напряжения начальных смещений. Оба транзистора начинают открываться, это вызывает протекание увеличивающихся токов через вторичную обмотку W4 согласующего трансформатора T2. Токи имеют встречную направленность. Причиной появления первого из токов является открывание Q5, этот ток протекает по цепи: положительная обкладка конденсатора C10 – коллектор-эмиттер Q5 – обмотка W4 трансформатора T2 – конденсатор C15 – первичная обмотка T4 – первичная обмотка T3 – отрицательная обкладка конденсатора C11. В контур протекания тока, вызванного открыванием транзистора Q6, входят следующие элементы: положительная обкладка конденсатора C11 – первичные обмотки трансформаторов T3 и T4 – конденсатор C15 – обмотка W4 трансформатора T2 – коллектор-эмиттер Q6. В каждом контуре протекания токов присутствуют одноименные элементы. Но токи двигаются по ним в противоположных направлениях. Силовые транзисторы имеют технологические разбросы параметров, поэтому токи не могут полностью компенсировать друг друга. Один из них обязательно будет преобладающим. В общем случае таким током может быть любой из двух. Но для определенности описания предположим, что большую величину имеет ток, протекающий через транзистор Q6, поэтому потенциал на нижнем по схеме выводе обмотки W4 трансформатора T2 будет немного выше, чем на ее верхнем выводе. Преобладающий ток протекает от нижнего вывода к верхнему. Вторичные обмотки трансформатора T2 имеют между собой магнитную связь. Током, протекающим через обмотку W4 трансформатора T2, наводится ЭДС в обмотках W3 и W5. Обмотки W3 и W5 подключены в схему таким образом, что напряжения ЭДС, приложенные к элементам базовых цепей силовых транзисторов в них, будут иметь противоположные знаки. На выводе обмотки W5, подключенном к аноду диода D15, напряжение будет положительным. На аналогичном выводе диода D14 приложенная в это же время ЭДС будет отрицательной. ЭДС обмоток W4 и W5 с учетом знака напряжения будут складываться с потенциалами начального смещения транзисторов Q5 и Q6, образующихся благодаря резисторам R27 и R29. Отрицательное напряжение обмотки W3, складываясь с базовым потенциалом транзистора Q5, будет уменьшать положительное напряжение, что приведет к закрыванию этого транзистора. Возрастающее же положительное напряжение на обмотке W5 будет только увеличивать уровень начального смещения на базе Q6. Этот процесс развивается очень быстро и, в итоге, вызывает полное открывание транзистора Q6. В нашем случае происходит быстрое открывание Q6 и запирание Q5. При полном открывании транзистора Q6 ток, протекающий через первичную обмотку T4, резко возрастает, создавая нарастающий магнитный поток в его сердечнике. На вторичных обмотках T4 наводятся ЭДС, знаки которых определяются в соответствии с подключением обмоток. Все выпрямительные схемы вторичных цепей являются двухполупериодными, поэтому на выходах каждой из них обязательно появятся импульсы напряжений. Полярность выходных напряжений определяется схемой подключения выпрямительных диодов к вторичным обмоткам трансформатора T4. Вывод IC1/12 микросхемы ШИМ преобразователя через резистор R31 и диод D18 подключается к выходу

выпрямителя канала +12 В. Катоды сборки SBD2 соединены, на них возникает импульс положительной полярности, который сглаживается RC фильтром и в виде плавно нарастающего уровня напряжения попадает на IC1/12. Уровень напряжения и первичная мощность импульса достаточны для того, чтобы произвести запуск микросхемы IC1 и поддержать работу транзисторов промежуточного усилителя на согласующий трансформатор. Транзисторы промежуточного усилителя переключаются под воздействием импульсов управления, поступающих от IC1/8,11. Параметры обмоток согласующего трансформатора T2 выбраны таким образом, чтобы при минимальном уровне напряжения на усилительном каскаде напряжения на обмотках W5, W3 оказались бы достаточными для поочередного открывания силовых транзисторов. Как только начинается периодическая коммутация транзисторов Q5 и Q6, напряжения на вторичных обмотках T4 достигают номинальных значений и устойчиво поддерживаются. Уровень напряжения на IC1/12 также стабилизируется. Далее система переходит в режим автоподстройки выходных уровней вторичных напряжений по сигналу датчика значения напряжения канала +5 В, выполненного на резисторе R13. Активная роль обмотки W4 трансформатора T2 заканчивается в период стабилизации колебаний в силовом каскаде. В рабочем цикле через нее протекает ток того же направления и величины, что и через первичную обмотку силового трансформатора T4.

Силовые каскады блоков питания для персональных компьютеров строятся по схеме полумостового преобразователя. В классическую схему полумостового преобразователя могут вводиться различные дополнения, обусловленные стремлением разработчиков совместить выполнение различных функций в одной группе элементов. В данном случае первостепенное значение имеет обеспечение начального запуска микросхемы ШИМ управления. В варианте построения силового каскада, осуществляющего начальный запуск, предлагаются модификации базовых цепей транзисторов импульсного усилителя мощности. На рис. 3.10 представлен фрагмент схемы силового каскада, демонстрирующий способ подачи смещения на базы транзисторов от отдельного диодного выпрямителя.

Позиционные обозначения элементов на схеме индивидуальны и действительны только для компонентов, приведенных на рис. 3.10. Схема не содержит полного типового набора компонентов, входящих в состав импульсных усилителей мощности. Представленные элементы предназначены для демонстрации особенностей подобного каскада.

Электропитание силового каскада блока питания производится от выпрямленного напряжения первичной сети. Сетевой выпрямитель для усилителя мощности собран на диодах D1 – D4. Выпрямленное напряжение подается только на соединенные последовательно транзисторы Q1 и Q2 и электролитические конденсаторы фильтра C2 и C3. Смещение на базы транзисторов подается с помощью резистивных делителей. На базу транзистора Q1 напряжение поступает от делителя напряжения, образованного резисторами R3 и R4. Аналогичная цепь для транзистора Q2 сформирована элементами R5 и R6. Резисторы R1 и R7, R2 и R8, установленные в базовых цепях транзисторов, ограничивают ток через переходы база-эмиттер транзисторов Q1 и Q2 соответственно. Для обеспечения подачи питания на делители смещения в схему введен отдельный однополупериодный выпрямитель, включающий в себя диод D5 и конденсатор C1. Резисторы, использованные в делителях, имеют большое сопротивление, ток разряда конденсатора составляет единицы миллиампер, поэтому его номинал может иметь относительно небольшое значение. Например,

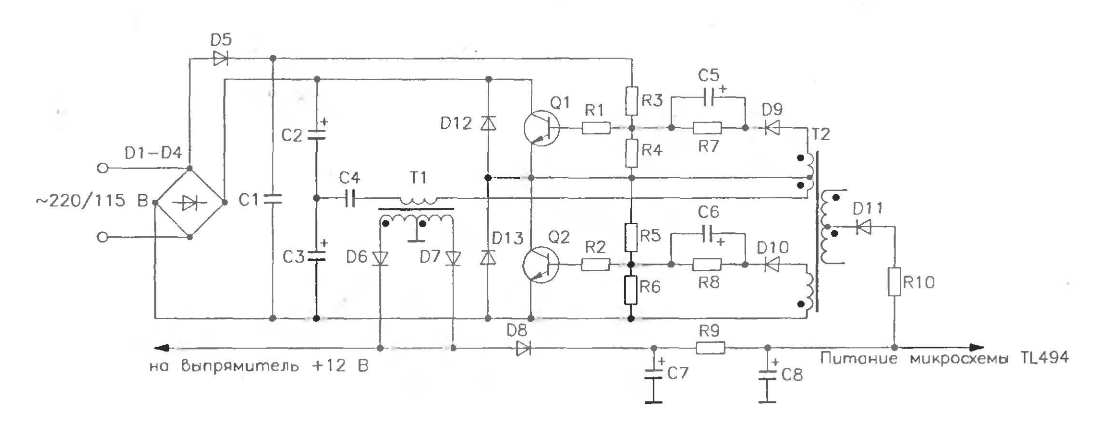


Рис. 3.10. Фрагмент схемы подачи смещения на базы силовых транзисторов от отдельного выпрямителя

конденсатор C1 керамический, емкостью 2200 пФ. Согласующий трансформатор T2 содержит три вторичные обмотки, две из них подключены к базовым цепям силовых транзисторов Q1 и Q2. Третья используется для формирования импульса для питания схемы ШИМ преобразователя на начальной стадии подключения схемы к первичной сети. Эта обмотка включена между эмиттером транзистора Q1 и первичной обмоткой силового импульсного трансформатора T1. На схеме показана только одна вторичная обмотка трансформатора T1, хотя их может быть и несколько. Средняя точка вторичной обмотки соединена с общим проводом вторичной цепи. К этой единственной обмотке подключены два диода D6 и D7, образующие двухполупериодный выпрямитель. Выход выпрямителя нагружен на фильтр вторичного канала +12 В, не показанный на рис. 3.10 и сглаживающий фильтр цепи питания микросхемы ШИМ преобразователя и промежуточного усилителя. Нагрузкой промежуточного усилителя является первичная обмотка трансформатора T2, к средней точке которого также подводится напряжение от цепи питания ШИМ микросхемы. Такая компоновка и назначение элементов в базовых цепях транзисторов Q1 и Q2 практически повторяют структуру такого же узла схемы, приведенную на рис. 3.2. Главное отличие схемы, показанной на рис. 3.10, от других заключается в способе подачи постоянного напряжения на резистивные делители напряжения, подключенные к базовым цепям силовых транзисторов. Принципы же получения импульса напряжения для начального питания узла ШИМ полностью идентичны. Номиналы конденсаторов, представленных на схеме, приведенной на рис. 3.10, имеют одинаковые значения с элементами установленными в аналогичных позициях базовой схемы. Максимальное рабочее напряжение конденсаторов C2 и C3 не превышает 200 В, номиналы резисторов имеют следующие значения: R1 и R2 = 2,2 Ом, R3 и R5 = 150 кОм, R4 и R6 = 2,7 кОм, R7 и R8 = 39 Ом, R9 = 22 Ом, R10 = 1,5 кОм.

Варианты начального запуска каскадов ШИМ преобразователя не ограничиваются схемами, использующими особую конструкцию согласующего трансформатора для этих целей. Существуют схемы, в которых применяется дополнительный маломощный трансформатор. Фрагмент одной из таких схем представлен на рис. 3.11.

Дополнительный трансформатор T1 – это малогабаритный трансформатор, рассчитанный на работу в первичной сети переменного тока с частотой 50 Гц. К его вторичной обмотке подключен двухполупериодный выпрямитель на диодах D5 – D8. Напряжение с выхода выпрямителя фильтруется конденсатором C4 и подается на среднюю точку согласующего трансформатора T3, вывод питания микросхемы ШИМ преобразователя TL494/12. Отрицательный полюс выпрямителя на диодах D5 – D8 соединен с общим проводом вторичной цепи. При включении питания сетевое напряжение выпрямляется и подается на силовой каскад, в конструкции которого не предусмотрено никаких элементов, обеспечивающих формирование импульса для начальной запитки ШИМ микросхемы. Структура базовых цепей усилителя мощности является типичной для каскадов, работа которых регулируется только внешними сигналами. То есть каскад функционирует исключительно в режиме внешнего возбуждения. Сигналы управления усилителем поступают через согласующий трансформатор T3 от ШИМ преобразователя. Начальное питание на ШИМ микросхему и весь каскад промежуточного усилителя поступает от выпрямителя на D5 – D8. Это напряжение появляется на элементах каскада ШИМ преобразователя также после подключения блока питания к сети. После запуска преобразователя на вторичной обмотке силового импульсного

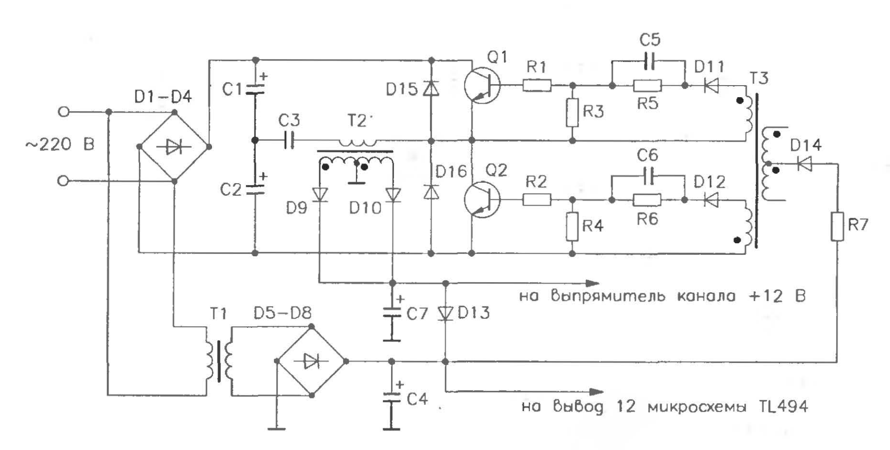


Рис. 3.11. Схема запуска ШИМ преобразователя с дополнительным трансформатором

трансформатора Т2 появляется переменное импульсное напряжение, которое выпрямляется диодами D9, D10 и фильтруется конденсатором С7. Параметры трансформатора Т1 выбраны так, что напряжение на выходе выпрямителя на диодах D9 и D10 превышает потенциал, установившийся на выходе выпрямителя на диодах D5 – D8. Выходы выпрямителей на D5 – D8 и D9, D10 соединены между собой через диод D13. Анод D13 подключен к катодам диодов D9 и D10. Напряжение от выпрямителя вторичного канала +12 В подается в цепь питания микросхемы ШИМ преобразователя и промежуточного усилительного каскада. Так как напряжение на выходе выпрямителя вторичного канала +12 В выше положительного потенциала в точке соединения диодов D7 и D8, то диоды D5 – D8 получают обратное смещение и исключаются из работы в схеме. В дальнейшем электропитание поступает на все элементы ШИМ преобразователя от вторичной обмотки трансформатора Т2. Трансформатор Т1 используется только для начальной подачи напряжения питания на узел ШИМ. Выйдя в рабочий режим, импульсный преобразователь блокирует работу трансформатора начального запуска. Этим достигается некоторое преимущество в увеличении общего КПД преобразователя. Данная схема может быть модифицирована в части подключения выпрямителя напряжения +12 В к цепи питания промежуточного усилителя. Если из схемы исключить диод D13, то напряжение на узел ШИМ будет поступать только от трансформатора Т1. Общая логика работы схемы останется практически без изменений. В течение всего рабочего цикла преобразователя выпрямленное напряжение от D9, D10 будет поступать только на цепи фильтрации выходного напряжения +12 В. Никакого влияния на электропитание узла ШИМ силовой каскад оказывать не будет.

Силовые каскады с дополнительной вторичной обмоткой согласующего трансформатора обязательно содержат резисторы для подачи положительного смещения в базовые цепи усилительных транзисторов. Смещение может быть подано одним резистором, включенным между базой и коллектором транзистора, или с помощью делителя, как это сделано, например, на рис. 3.10. Нижний по схеме резистор делителя может подключаться непосредственно к базовому выводу транзистора или через резистор с типовым номиналом 2,2 Ом. Такая конструкция применяется только в схемах, где начальное питание на ШИМ преобразователь подается после генерации импульса каскадом импульсного усилителя мощности.

В базовых цепях силовых транзисторов по схеме, приведенной на рис. 3.2, установлены резисторы R27 и R29, которые подают положительное смещение на базы Q5 и Q6. Наличие этих резисторов позволяет запустить процесс, который приводит к генерации импульса начального питания ШИМ каскада. Электролитические конденсаторы С13 и С14 используют в качестве форсирующих при открывании и закрывании транзисторов Q5 и Q6. В установившемся режиме элементы базовых цепей выполняют функции, полностью аналогичные подробно рассмотренным в главе 2 применительно к идентичному узлу силового каскада.

Варианты схем базовых цепей для силовых транзисторов усилителей мощности каскадов, работающих только от сигналов внешнего возбуждения, представлены на рис. 3.12.

Каждый вариант схемотехнического исполнения базовых цепей предполагает наличие токозадающих резисторов, включенных между вторичными обмотками согласующего трансформатора и базовыми выводами силовых транзисторов. Позиционные обозначения элементов всех вариантов одинаковы. Резисторы рассчитаны на равную для всех максимальную мощность, которая составляет 0,25 Вт. Номиналы резисторов R1 и R2 могут иметь значения от 2,2 до 4,7 Ом. Естественно, что такой диапазон определяется наличием разных фирм-производителей источников. В конкретном изделии элементы каждой из базовой цепи должны быть полностью идентичны. Коммутация силовых транзисторов в этих схемах производится сигналами внешнего задающего генератора, питание на который поступает от отдельного маломощного источника. В этом случае нет необходимости формировать импульсы начального запуска схемы с помощью дополнительной обмотки в согласующем трансформаторе. В конструкции согласующего трансформатора применяются только сигнальные обмотки. Резисторы, подающие положительное смещение от первичного источника в базовые цепи силовых транзисторов, здесь также отсутствуют. Конфигурации первичных обмоток согласующего трансформатора определяются структурой транзисторных цепей выходного каскада промежуточного усилителя. Их возможные варианты были приведены на рис. 3.5, 3.7, 3.8.

На рис. 3.12б базовые цепи транзисторов содержат только резистивные элементы. Скорость открывания силовых транзисторов определяется лишь динамическими свойствами самих транзисторов. Здесь никаких специальных мер для ускорения процессов коммутации силовых элементов не предусмотрено. В схеме, приведенной на рис. 3.12а, параллельно резисторам R1 и R2 подключено по конденсатору. Конденсаторы могут быть как керамическими, так и электролитическими. Конденсаторы

Рис. 3.12. Схемы базовых цепей каскадов с внешним возбуждением

используются как элементы, ускоряющие открывание силовых транзисторов в момент появления фронта положительного импульса. В начальный момент времени пока конденсатор не перезарядился, через него протекает максимальный ток. Переход транзисторов в насыщение происходит с увеличенной скоростью по сравнению со схемами, выполненными без конденсатора. Фронт импульса, формируемого силовым транзистором, получается крутым. Динамические потери при включении транзистора снижаются, и улучшается тепловой режим его работы. По мере заряда конденсатора протекание тока через него снижается, основной же ток поступает в базу через резисторы, включенные между вторичной обмоткой согласующего трансформатора и базой транзистора. Когда на вторичной обмотке возникает спад открывающего импульса, то оказывается, что к базе транзистора приложены запирающие напряжения заряженного конденсатора и обмотки. Происходит быстрое закрывание транзистора, благодаря ускоренному рассасыванию избыточных положительных зарядов, накопленных в базе. На рис. 3.12в представлен еще один вариант ускорения коммутации силовых транзисторов. Вместо конденсаторов для этой цели применены ускоряющие диоды D1 и D2. Используемые диоды должны обладать хорошими скоростными характеристиками для работы с импульсными сигналами. Время восстановления их обратного сопротивления должно составлять несколько наносекунд. В течении действия открывающегося импульса на базе каждого из транзисторов диоды имеют обратное смещение, поэтому они не проводят ток и не оказывают эффективного влияния на процесс открывания транзисторов. Наличие диодов сказывается, когда на вторичных обмотках появляются спады положительных импульсов и транзисторы начинают закрываться. Резкий спад импульса приводит к быстрому открыванию диода, который в проводящем состоянии имеет сопротивление меньшее, чем резистор, параллельно которому он включен. Происходит резкое изменение направления течения тока. Скорость нарастания тока, вытекающего из базы, увеличивается очень быстро. Также быстро транзистор закрывается, избыточные носители в базе рассасываются лавинообразно. Переход транзистора в закрытое состояние протекает с большой скоростью, длительность фронта или спада получается минимальной. В этом случае так же, как и в предыдущем, благодаря введению дополнительных элементов, ускоряющих коммутацию силовых транзисторов, снижаются динамические потери во время переходных процессов при переключении транзисторов.

Общим для всех вариантов каскадов усилителей мощности импульсных преобразователей является способ включения силового трансформатора. Первичная обмотка трансформатора T4 по схеме, показанной на рис. 3.2, включена в диагональ моста силового каскада. Подключение произведено через разделительный конденсатор C15, устраняющий возможность подмагничивания сердечника трансформатора T4 постоянным током. Параллельно первичной обмотке T4 подсоединена RC цепь на элементах C16 и R32. Снижая общую добротность резонансного контура, в состав которого входит первичная обмотка T4, эти элементы способствуют понижению уровня выбросов и паразитных колебаний, возникающих в моменты переключения силовых транзисторов Q5 и Q6.

Режим работы силовых транзисторов пропорционально зависит от величины нагрузки, подключенной к выходам вторичных цепей источника питания. По мере увеличения нагрузки возрастает импульсный ток, протекающий через транзисторы Q5 и Q6. Также возрастает время нахождения каждого из этих транзисторов в активном состоянии. Для наблюдения формы импульсного напряжения, формируемого транзисторным преобразователем, выберем точку соединения первичной обмотки трансформатора T4 и конденсатора C15. Если измерения производить с помощью осциллографа относительно эмиттера Q6, то форма напряжения в выбранной контрольной точке будет соответствовать диаграммам, представленным на рис. 2.13а – 2.13в. Изменение вида диаграммы напряжения будет происходить по мере возрастания суммарной нагрузки по всем вторичным каналам напряжений. Повышение нагрузки будет сопровождаться увеличением

импульсного тока через транзисторы Q5 и Q6, снижением длительности паузы между импульсами положительной и отрицательной полярностей, а также появлением отчетливых очертаний этих импульсов. При правильной работе схемы управления и усилителя мощности импульсы имеют одинаковую длительность. Полный размах импульсного сигнала равен величине выпрямленного сетевого напряжения, то есть ≈310 В. Амплитуда импульсов составляет половину этого значения. Пауза между импульсами фиксируется также на уровне, соответствующем половине напряжения питания силового каскада.

3.4.3. Вторичные цепи источника питания

Выпрямленное, отфильтрованное и стабилизированное напряжение подается в нагрузку с выхода вторичных цепей источника питания. В импульсных источниках для ПЭВМ класса XT/AT во вторичной цепи формируются четыре номинала постоянных напряжений и особый служебный сигнал «питание в норме». Оригинальное наименование этого сигнала – POWERGOOD или сокращенно PG. Значения вторичных напряжений и допустимые уровни их возможных отклонений от номиналов приведены в разделе 3.1. Вторичные каналы обладают различной токовой нагрузочной способностью. Самая большая нагрузка падает на вторичный канал напряжения +5 В. Максимально возможный ток по этому каналу зависит от общей габаритной мощности источника питания. Типовые градации мощности и соответствующее им распределение токовой нагрузки по вторичным каналам источника питания также отражены в разделе 3.1.

Силовой трансформатор Т4 источника, выполненного по принципиальной схеме (см. рис. 3.2), имеет две вторичные обмотки. Каждая полная вторичная обмотка состоит из двух полуобмоток. Точка их соединения подключена к общему проводу вторичной цепи питания. Одна вторичная обмотка используется для получения напряжений +5 и –5 В, вторая является источником напряжения для каналов +12 и –12 В.

Вторичные обмотки силового трансформатора Т4 нагружены на двухполупериодные диодные выпрямители. Импульсные источники питания компьютеров всех модификаций во вторичных цепях используют двухполупериодные выпрямительные схемы. Такое решение обеспечивает симметричное распределение нагрузки обоих транзисторов усилителя мощности. Работа транзисторов в идентичных режимах исключает развитие неконтролируемых процессов, возникающих вследствие разбаланса нагрузки с постепенным разрушением структуры сначала одного транзистора, а затем и другого. Каждый выпрямитель выполнен по однотипной схеме на основе пары диодов, соединенных с выводами вторичных обмоток. Диоды выпрямительных схем с положительными выходными напряжениями подключены к обмоткам своими анодами, а диоды выпрямительных схем для каналов с отрицательными уровнями напряжений – к выводам обмоток катодными выводами. Двухполупериодные схемы выпрямления на своем выходе формируют импульсные последовательности, в которых частота импульсов равна удвоенной частоте коммутации каждого из силовых транзисторов Q5 и Q6. Такой метод построения выпрямителя облегчает задачу фильтрации вторичных напряжений, а также способствует более равномерной подаче энергии в цепи нагрузки. Схема фильтрации импульсного напряжения каждого канала в данном варианте исполнения источника питания содержит только пассивные индуктивные и емкостные элементы. Обмотки дросселя L1 намотаны на общем магнитопроводе. Этим обеспечивается магнитная связь электромагнитных потоков, вызываемых токами, протекающими по каждой цепи вторичных напряжений. Обмотка дросселя L1 в цепи фильтрации напряжения +5 В является единственным индуктивным элементом в данном канале. В остальных цепях вторичных каналов напряжений включено по отдельному дополнительному дросселю. Канал +5 В также содержит наибольшее число электролитических конденсаторов, установленных на выходе этой цепи. Резисторы R39 – R41, подключенные по выходам каждого вторичного канала, обеспечивают возможность работы импульсного преобразователя без обязательного подключения внешней нагрузки. Резисторы создают контур разряда выходных фильтрующих конденсаторов, исключая возрастание выходных напряжений до амплитудных уровней импульсов, поступающих от выпрямительных элементов. Максимальное рабочее напряжение конденсаторов, установленных в фильтрах вторичных каналов, не превышает 25 В. Амплитуда импульсов может быть выше этого предельного уровня. В отсутствие резисторов может происходить заряд выходных конденсаторов до уровня, превышающего предельный, что в итоге приведет к их повреждению. Номиналы балансных резисторов, устанавливаемых параллельно выходным фильтрующим конденсаторам, выбираются так, чтобы обеспечивать нагрузочный ток по каналу на уровне ≈50 мА.

Основные требования к технической реализации выпрямительных схем с точки зрения выбора элементной базы и принципов их функционирования подробно описаны в главе 2. Там же рассмотрен принцип групповой стабилизации выходных вторичных напряжений с помощью дросселей, выполненных на едином магнитопроводе. В данном разделе в основном

будут рассмотрены реализованные на практике вторичные цепи импульсных источников питания.

В предельных режимах эксплуатации источника питания токовая нагрузка по каналу +5 В имеет значение в десятки ампер. На выпрямительных элементах в этом случае происходит выделение значительной тепловой мощности. Для повышения общего КПД источника и улучшения работы его теплового режима в импульсных преобразователях применяются матрицы на основе диодов Шоттки. Эти диоды обладают улучшенными импульсными рабочими характеристиками, что способствует снижению временно́го интервала нахождения обоих выпрямительных диодов в проводящем состоянии во время изменения полярности импульсного напряжения. Прямое падение напряжения на них не выше 0,6 В. Параллельно каждому из диодов в сборке SBD1 подключены демпфирующие RC цепочки, снижающие уровень паразитных колебаний, возникающих на фронтах импульсов. К выводам обмоток W4 и W5 трансформатора подключен пропорционально-интегрирующий фильтр на элементах R33 и C21. В схеме выпрямителей каналов +12 и –12 В применяются обычные диоды с улучшенными импульсными характеристиками. С помощью пропорционально интегрирующего фильтра R33, C21 происходит «затягивание» фронтов импульсов и создаются более благоприятные условия для переключения диодов как в сборке SBD2, так и диодов D21 и D22. В течение увеличенного фронта импульса происходит восстановление полного обратного сопротивления диодов.

К выходу стабилизированного напряжения +12 В подключен вентилятор блока питания, используемый для охлаждения металлических радиаторов, на которых установлены силовые транзисторы Q5, Q6 и диодные сборки выпрямителей SBD1 и SBD2. На общем радиаторе могут устанавливаться элементы с различными напряжениями на корпусе. Поэтому все компоненты крепятся на радиаторах через электроизолирующие теплопроводящие прокладки. Для улучшения теплового контакта с радиатором дополнительно применяется теплопроводящая паста, изготовленная на основе кремнийорганических соединений.

С точки соединения катодов диодов сборки SBD2, выхода выпрямителя канала +12 В, снимается импульсное напряжение и через диод D18 подается на емкостной фильтр на элементах C17, C18 и R31. Выход этого фильтра соединяется с выводом IC1/12 внутреннего питания микросхемы ШИМ преобразователя.

Представленное техническое решение (см. рис. 3.2) реализации вторичных цепей импульсных источников питания не является единственным. Разнообразие наблюдается в выполнении схем выпрямителей и в использовании дополнительных интегральных стабилизаторов для поддержания постоянного уровня напряжения в каналах с наименьшей токовой нагрузкой. Наиболее часто дополнительные стабилизаторы устанавливаются в канале –5 В.

На рис. 3.13 представлен первый вариант принципиальной схемы вторичной цепи импульсного источника питания. Схема имеет ряд особенностей по сравнению с рассмотренной выше. Вторичная цепь также содержит две вторичные обмотки W1 и W2 трансформатора T. Средняя точка каждой из них соединена с общим проводом вторичной цепи. Обмотка W1 полностью используется только для

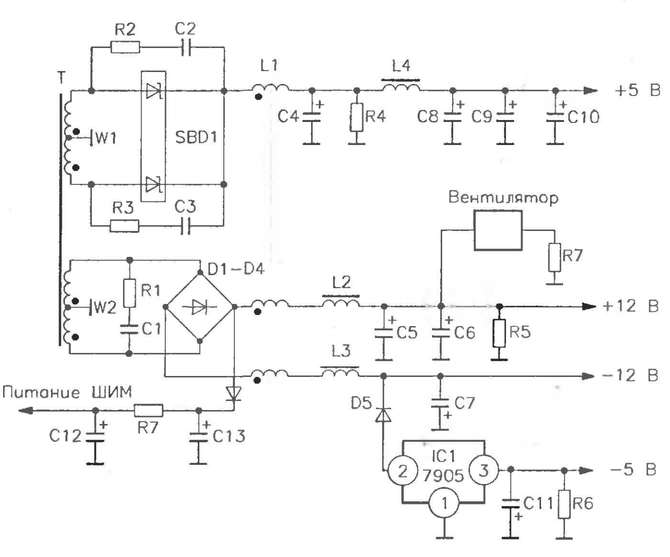


Рис. 3.13. Принципиальная схема вторичной цепи (вариант 1)

формирования напряжения +5 В. Остальные вторичные напряжения получают после выпрямления и преобразования исходного импульсного напряжения обмотки W2. Причем фильтрация отрицательных напряжений производится общей цепью Г-образного индуктивно-емкостного фильтра на L1, L3, C7. Для обеспечения групповой стабилизации вторичных напряжений в схему фильтра введен дроссель L1, который содержит три обмотки, намотанные в одном направлении на общем магнитопроводе. Две обмотки дросселя L1 включены в цепи фильтрации напряжений +5 и +12 В, третья – в цепь сглаживающего фильтра отрицательных напряжений.

В канале фильтрации напряжения +5 В использовано два последовательно соединенных Г-образных фильтра. Первый включает в себя обмотку дросселя L1 и конденсатор C4, параллельно которому установлен балансный резистор R4. Второй фильтр образован дискретным дросселем L4 и группой электролитических конденсаторов C8, C9 и C10. Стабилизация напряжений вторичной цепи производится слежением за состоянием выходного уровня канала +5 В.

Схема выпрямителя и фильтра канала напряжения +12 В аналогична схеме, приведенной на рис. 3.2. Вентилятор подключается также к выходу стабилизированного напряжения этого канала. Последовательно с вентилятором включен токоограничивающий резистор R7. Типовое значение номинала этого резистора составляет 10 Ом при максимальной рассеиваемой мощности 0,5 Вт.

Наибольшее отличие от других схемотехнических решений наблюдается в построении каналов с отрицательными номиналами выходных напряжений. Общий фильтр для двух отрицательных напряжений также выполнен в виде двух Г-образных индуктивно-емкостных фильтров. К выходу стабилизированного напряжения –12 В через диод D5 подключен интегральный стабилизатор на микросхеме IC1 типа 7905. Схема интегрального стабилизатора для канала –12 В одновременно выполняет роль балансного резистора, обеспечивающего частичный разряд конденсатора C7. Выходное напряжение –5 В параметрического стабилизатора на IC1 дополнительно сглаживается конденсатором C11.

В главе 2 (см. рис. 2.17) был представлен фрагмент принципиальной схемы вторичной цепи источника, в котором средняя точка обмотки напряжения +12 В соединена с выходом канала +5 В. Такое решение используется и в схемотехнике источников для компьютеров класса XT/AT. Принципиальная схема подобной вторичной цепи источника питания (вариант 2) представлен на рис. 3.14.

Такой вариант включения обмотки позволяет применить в выпрямительной схеме канала +12 В диоды Шоттки. В этих диодах при работе с импульсными напряжениями ≈50 В происходит возрастание обратных токов, что и диктует необходимость снижения импульсного напряжения на них. При включении выпрямителя согласно схеме, приведенной на рис. 3.14, снижается амплитуда импульсов, воздействующих на выпрямительную схему, до уровня, при котором диоды сборки работают достаточно эффективно.

Источниками вторичных импульсных напряжений в схеме (рис. 3.14) являются три обмотки W1, W2 и W3 трансформатора T. Обмотка W1 используется для получения только напряжения +5 В. С обмотки W2 снимается импульсное напряжение, из которого после фильтрации получают стабилизированное постоянное напряжение +12 В. Обе обмотки W1 и W2 нагружены на выпрямительные сборки, состоящие из диодов Шоттки. Цепи фильтрации импульсного входного напряжения во всех каналах построены на основе индуктивно-емкостных Г-образных фильтров. В канале напряжения +5 В единственным индуктивным элементом в фильтре является одна из обмоток дросселя L1. Все остальные каналы дополнены отдельными дросселями, включенными последовательно с обмотками дросселя групповой стабилизации L1.

Выводы комбинированной обмотки W3 присоединяются к катодам обычных импульсных выпрямительных диодов D1 – D4. Средняя точка обмотки W3

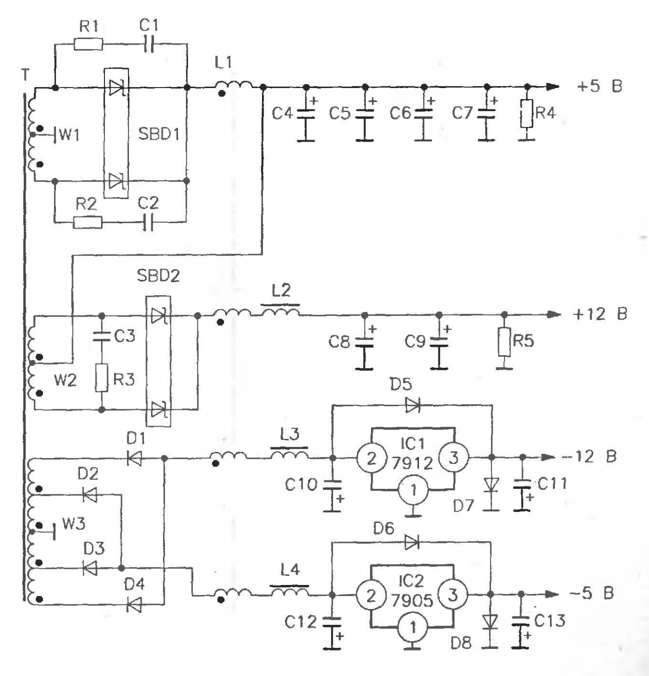


Рис. 3.14. Принципиальная схема вторичной цепи (вариант 2)

подключена к общему проводу вторичной цепи питания. Диоды D1 и D4 образуют двухполупериодный выпрямитель канала напряжения –12 В. Аналогичная выпрямительная схема для канала –5 В выполнена на диодах D2 и D3. Во вторичную цепь введен дроссель L1 групповой стабилизации вторичных напряжений по взаимным магнитным потокам. Несмотря на это, в каждом канале напряжений с отрицательными значениями включены интегральные стабилизаторы на IC1 и IC2. Между входом и выходом каждого интегрального стабилизатора подключаются демпфирующие диоды.

В схемах, где возбуждение микросхемы управления TL494 производится первичным импульсом, напряжение питания этой микросхемы и промежуточного усилителя снимается с выхода выпрямительной схемы канала +12 В. Каскады фильтрации данного напряжения аналогичны приведенным на рис. 3.13 и на этом рисунке не показаны. Амплитуда импульсов на выходе выпрямителя составляет ≈60 В. Уровень отфильтрованного постоянного напряжения непосредственно на ШИМ преобразователе будет зависеть от длительности выпрямленного импульса и промежутка между импульсами «мертвой зоны». Диапазон изменения постоянного напряжения составляет примерно от +25 до +30 В.

3.4.4. Цепи защиты и цепи формирования служебных сигналов

Энергетические характеристики силовых элементов импульсного преобразователя были выбраны, исходя из предположения, что в установившемся режиме работы на предельной мощности они не превысят предельно допустимых норм для данного прибора. Наиболее критичными являются режимы работы силовых транзисторов. Полумостовые импульсные преобразователи характеризуются тем, что максимальное напряжение на силовых транзисторах этой схемы равно напряжению питания каскада. Броски напряжения, возникающие в моменты коммутации транзисторов, устраняются включением защитных диодов между коллектором и эмиттером каждого силового транзистора. Такими диодами на принципиальной схеме, приведенной на рис. 3.2, являются D6 и D7. Существующие нормы рекомендуют применять полупроводниковые приборы в цепях, предельные режимы эксплуатации которых имеют уровень 0,8 от максимального значения тока или напряжения. При выполнении этого требования, как правило, предприятия-изготовители элементной базы гарантируют надежную работу приборов.

Наиболее критичным для работы силовых элементов (транзисторов) в усилителе мощности оказывается неконтролируемое возрастание нагрузки по вторичным каналам напряжения, которое превышает установленный предельный уровень. Увеличение нагрузки приводит к росту тока, коммутируемого транзисторами полумостового усилителя мощности. Процесс неконтролируемого нарастания тока и превышения максимально допустимых значений может быть только следствием неисправности и возникновения экстренной ситуации в нагрузочной цепи. Иногда это может быть обусловлено неправильным использованием преобразователя в режимах, не предусмотренных техническими характеристиками. Для предотвращения повреждения элементов импульсного преобразователя в схему вводятся каскады, предназначенные для отключения формирователя ШИМ последовательностей. После остановки работы ШИМ регулятора прекращается подача управляющих импульсов в силовые цепи. Оба транзистора полумоста «замирают» в закрытом состоянии, их коммутация прекращается. Защита источника питания от перегрузки по вторичным цепям выполняется остановкой преобразователя. Прекращение коммутации силовых транзисторов вызывает понижение напряжения питания на ШИМ каскаде. Если не происходит выгорание сетевого предохранителя, то единственным каскадом, остающимся под напряжением питания, будет усилитель мощности. Все выходные цепи имеют гальваническую развязку от первичной сети, поэтому в отсутствие импульсных колебаний на входе усилителя мощности напряжения на них будут отсутствовать.

Существуют различные схемы построения *каскадов защиты. Общим для всех схем является то,* что их действие вызывает остановку функционирования маломощной схемы ШИМ регулятора при возникновении перегрузки в выходных цепях. Перегрузка источника питания по каждому каналу проявляется индивидуально. В соответствии с этим строится система блокировки работы ШИМ преобразователя. В системе защиты учитывается поведение схемы при увеличении нагрузки по сильноточным каналам, то есть +5 и +12 В. По мере возрастания нагрузки по этим каналам происходит заметное увеличение длительности импульсов управления усилителем мощности. Комплексная система защиты производит слежение за их длительностью. В качестве датчика контроля длительности управляющих импульсов в схеме, приведенной на рис. 3.2, используется узел, основу которого составляют трансформатор T3 и схема на диодах D9 и D10. Первичная обмотка W3 трансформатора T3 включена в первичную цепь. Через нее протекает такой же импульсный ток, как и через первичную обмотку силового трансформатора. Вторичные обмотки W1 и W2 этого трансформатора присоединены к анодам диодов D9 и D10, катоды которых

подключены к общему проводу вторичной цепи питания. Этими диодами образован двухполупериодный выпрямитель. Вторичные обмотки соединены последовательно. С точки соединения обмоток снимается сигнальное импульсное напряжение отрицательной полярности, которое сглаживается на фильтре, образованном элементами R19 и C7. Через балансный резистор R12 происходит частичный разряд конденсатора C7 при текущей работе и полный разряд при отключении источника питания от сети. В процессе работы преобразователя, когда происходит нормальная коммутация силовых транзисторов, на отрицательной обкладке конденсатора C7 накапливается заряд, пропорциональный длительности импульсов. Напряжение с этой обкладки через резистор R14 подается на вывод IC1/15. Туда же через резистор R13 подводится напряжение вторичного канала источника питания +5 В. Согласно функциональной схеме, показанной на рис. 2.7, вывод IC1/15 является инвертирующим входом внутреннего усилителя ошибки DA4 ШИМ преобразователя. Выходы внутренних усилителей DA3 и DA4 микросхемы TL494 объединены по схеме монтажного ИЛИ через диоды развязки. Неинвертирующий вход внутреннего усилителя DA4 (вывод IC1/16) подсоединен к общему проводу. Внутренний усилитель DA4 включен в режиме компаратора напряжения. Компаратор производит сравнение потенциалов на своих входах. В зависимости от их соотношения выходное напряжение принимает значения низкого или высокого уровней, быстро минуя промежуточные стадии переключения. Пока напряжение на выводе IC1/15 положительное, выход усилителя DA4 имеет низкий уровень напряжения, которым устанавливается обратное смещение на диоде D2. В таком режиме этот усилитель не оказывает влияния на работу ШИМ компаратора DA2 и усилителя ошибки, выполненного на усилителе DA3. Когда напряжение на входе IC1/15 понижается до отрицательного уровня, происходит изменение состояния выхода DA4. На нем устанавливается положительное напряжение, практически равное по величине напряжению питания этого усилителя. Происходит открывание диода D2, и положительное напряжение поступает на неинвертирующий вход ШИМ компаратора DA2. Этим положительным напряжением запирается диод D1. Таким образом, отключается внутренний усилитель ошибки на DA3. На выходе внутреннего компаратора DA2 появляется устойчивый положительный потенциал, являющийся запрещающим для работы внутреннего логического элемента на DD1. Через элемент DD1 прекращается подача импульсов на цифровой тракт микросхемы IC1 и, следовательно, выработка импульсов на выходных контактах ШИМ преобразователя останавливается.

Делитель напряжения образован резисторами R13 и R14, подключенными к выводу IC1/15. Один вывод делителя соединен с источником положительного напряжения вторичного канала +5 В, а второй – с источником отрицательного напряжения, формируемого на конденсаторе C7. На конденсатор C7 подается выпрямленное и отфильтрованное напряжение, источником которого являются вторичные обмотки трансформатора T3. Уровень напряжения на отрицательной обкладке конденсатора C7 пропорционален длительности импульсов, формируемых ШИМ преобразователем. Время нахождения силовых транзисторов усилителя мощности в активном состоянии, а, следовательно, и длительность импульсов зависят от уровня нагрузки вторичной цепи. Повышение нагрузки вызывает увеличение интервалов, в течение которых транзисторы находятся в открытом состоянии. При снижении нагрузки этот интервал уменьшается. Косвенное слежение за уровнем нагрузки по вторичной цепи проводится с помощью контроля за напряжением на конденсаторе C7. Изменение напряжения на выводе IC1/15 является следствием вариации потенциала на конденсаторе C7. Повышение нагрузки вторичной цепи вызывает рост отрицательного напряжения на C7, которое через резистор R14 передается на IC1/15. Когда отрицательная составляющая напряжения в резисторном делителе на R13 и R14 начинает преобладать над положительной, потенциал на IC1/15 становится отрицательным. Это вызывает переключение внутреннего компаратора DA4 микросхемы ШИМ преобразователя и полную блокировку работы каскада управления. Таким образом, на базе трансформатора T3 собран узел защиты источника питания от перегрузки по основным каналам импульсного источника питания. Оценка уровня нагрузки проводится по ширине импульсов, коммутируемых силовыми транзисторами полумостового усилителя мощности.

Описанный узел может выполнять защитные функции только по основным каналам вторичных напряжений, где перегрузка вызывает заметное изменение интервалов импульсов. Вариации нагрузки, подключенной к относительно слаботочным каналам отрицательных напряжений, такого влияния на силовой каскад оказать не могут. Поэтому для слежения за состоянием уровней напряжения по этим каналам используется отдельный электронный узел, который выполнен на основе транзистора Q1.

Контроль осуществляется по отрицательным каналам напряжения и вторичной цепи +12 В. Вторичные

каналы подключаются к эмиттерной цепи транзистора Q1. Выход канала +12 В соединяется с эмиттером Q1 через стабилитрон D1. Напряжение −5 В подводится через диод D2, выходное напряжение −12 В подключается к делителю, состоящему из резисторов R1 – R3. Транзисторный каскад защиты через диод D4 подсоединен к выводу IC1/4 – неинвертирующему входу внутреннего компаратора DA2 микросхемы ШИМ преобразователя. Действие механизма защиты направлено на увеличение потенциала этого входа в случае возникновения нештатной ситуации в нагрузочных цепях вторичных каналов. Если напряжение на неинвертирующем входе DA1 превысит уровень пилообразного напряжения, действующего на втором входе компаратора, то произойдет остановка формирователя ШИМ последовательностей на выходах IC1. Возрастание напряжения на IC1/4 допускается только во время действия дестабилизирующих факторов в нагрузочных цепях. Во время нормального рабочего цикла преобразователя напряжение на этом входе не должно увеличиваться и вносить изменения в работу источника питания. Уровень напряжения на IC1/4 определяется резистивным делителем из R6 и R16 за вычетом напряжения, равного падению напряжения на диоде D4, а также состоянием переходов коллектор-эмиттер транзисторов Q1 и Q2. Резистор R6 подключен к источнику опорного напряжения схемы IC1. Транзисторы Q1 и Q2 соединены коллекторными электродами по схеме монтажного ИЛИ. Постоянное положительное смещение в базовую цепь транзистора Q2 не подается. В течение рабочего цикла этот транзистор остается закрытым и на уровень смещения на входе IC1/4 влияния не оказывает. Регулировка потенциала производится схемой на Q1. Для обеспечения процесса формирования импульсных последовательностей микросхемой IC1 на коллекторе Q1 должно устанавливаться напряжение, близкое к потенциалу общего провода либо с отрицательным уровнем. Такой режим транзистора поддерживается, если в его эмиттерной цепи напряжение имеет отрицательный уровень. База транзистора Q1 подключена к общему проводу, поэтому управление проводится по эмиттерному электроду. Отрицательным напряжением на эмиттере транзистор Q1 переводится в проводящее состояние или насыщение. В этом случае напряжение на его коллекторе также имеет низкий уровень и шунтирует положительный потенциал, создаваемый резистивным делителем на R6 и R16. Отрицательное смещение на эмиттере Q1 устанавливается резистивным делителем. Резистор R2 в этом делителе подсоединен непосредственно к выходу канала −12 В. В точке соединения резистора R2 и катода диода D2 напряжение имеет значение −5,8 В. При выбранном соотношении номиналов резисторов R1 и R3 транзистор Q1 находится в режиме насыщения, и напряжение на его эмиттере обусловлено открытым переходом база-эмиттер и равно примерно −0,8 В. Следовательно, напряжение на коллекторе имеет уровень, близкий к потенциалу общего провода. Напряжение +12 В не оказывает влияния на формирование напряжения на эмиттерном электроде, так как стабилитрон D1 выбирается с напряжением стабилизации 14–16 В. Если во вторичной цепи происходит КЗ по одному из каналов с отрицательным номиналом, то напряжение на эмиттере будет повышаться и приблизится к уровню общего провода. Если КЗ произойдет в канале −5 В, то на катоде диода D2 напряжение составит −0,7... −0,8 В. При этом на эмиттере Q1 потенциал будет иметь уровень примерно −0,2... – 0,4 В, что не достаточно для перевода транзистора в активный режим. Короткое замыкание напряжения −12 В вызовет блокировку диодом D2 подачи напряжения −5 В в эмиттерную цепь транзистора Q1, так как диод в этом случае будет находиться под воздействием потенциала, вызывающего обратное смещение p-n перехода. В обоих случаях замыкания транзистор Q1 будет закрываться, это вызовет рост напряжения на его коллекторе. Увеличение напряжения передастся на вывод IC1/4, к которому подключен резистор R16. Значение сопротивления R16 в несколько раз превышает номинал R6, поэтому основное падение напряжения будет именно на R16, то есть на выводе IC1/4. Если напряжение на этом выводе превысит уровень +3 В, то произойдет блокировка цифрового тракта микросхемы IC1 и генерация импульсов на выводах IC1/8,11 прекратится.

Вторичные обмотки силового импульсного трансформатора выполняются проводами с различным сечением. Сечение провода обмоток маломощных каналов меньше, чем сечение основных каналов. Внутреннее сопротивление источника напряжения, который образует вторичная обмотка, у маломощных каналов более высокое. Значительное увеличение потребления тока по этим каналам вызовет заметное падение напряжения на нагрузке, поэтому схема защиты может среагировать на резкое изменение выходного уровня до появления чистого КЗ и отключит блок питания.

Активное групповое слежение за состоянием вторичных напряжений в источнике питания производится сравнением выходного напряжения канала +5 В с уровнем опорного напряжения, формируемого внутренним узлом микросхемы IC1. Если во вторичных цепях возникает большой разбаланс нагрузки, то напряжение в канале +12 В может сильно отличаться от номинальной величины.

В качестве защитной меры от повышения напряжения в этой цепи к эмиттеру Q1 подключен датчик напряжения канала +12 В на стабилитроне D1. Когда значение выходного напряжения в этом канале превышает напряжение стабилизации стабилитрона D1, происходит пробой последнего, и отрицательное напряжение на эмиттере Q1 начинает компенсироваться положительным потенциалом, поступающим через D1. Снижение отрицательного напряжения в этой точке приведет к запиранию транзистора Q1 и возрастанию положительного уровня на R16. Дальнейшее воздействие на IC1/4 остановит ШИМ преобразователь.

В начальный момент подачи электропитания на микросхему IC1 на всех вторичных каналах напряжения отсутствуют. Поэтому транзистор Q1 не может находиться в активном состоянии и принимать участие в запуске схемы преобразователя. В это время на IC1/14 появляется опорное напряжение, которое через делитель из R6 и R16 поступит на IC1/4 и блокирует работу микросхемы. Для обеспечения нормального запуска IC1 применяется ключевой каскад на Q2, который начинает работать сразу после появления напряжения питания на выводе IC1/12. В базовую цепь Q2 включены резисторы R4 и R5. Резистор R4 через конденсатор C5 соединен с цепью питания микросхемы IC1/12. Когда происходит формирование начального импульса питания ШИМ преобразователя, положительное напряжение через разряженный конденсатор C5 поступает на резистор R4 и через него попадает на базу транзистора Q2. Возникшим импульсом транзистор открывается, и напряжение на коллекторе Q2 резко понижается до нулевого уровня. По мере заряда конденсатора C5 на его отрицательной обкладке происходит экспоненциальный спад положительного напряжения. Снижение положительного напряжения вызывает постепенное закрывание транзистора Q2. Постоянная времени разряда конденсатора определяется номиналами элементов C5 и R4 и параллельного соединения открытого перехода база-эмиттер транзистора Q2 и резистора R5. Параметры пассивных элементов должны выбираться таким образом, чтобы закрывание транзистора происходило после появления отрицательных напряжений вторичных каналов на резисторе R2 и диоде D2. Если это условие соблюдается, то после закрывания транзистора Q2 напряжение на аноде D4 не примет положительного значения и сбоя в работе источника питания не произойдет.

Диод D4 выполняет функции развязывающего элемента, отделяющего элементы схемы «медленного» запуска от узла защиты и схемы на Q2. Присутствие этого диода является необходимым условием плавного запуска ШИМ преобразователя, так как его наличие исключает шунтирование положительного потенциала на отрицательной обкладке конденсатора C6 открытым транзистором Q2. После завершения процедуры «медленного» запуска, если нагрузочные цепи в порядке, управление напряжением на выводе IC1/4 сначала переходит к транзистору Q2, а затем к Q1.

Основное назначение схем защиты источника питания – исключение повреждений компонентов самого преобразователя при возникновении во вторичной цепи неконтролируемого увеличения нагрузки выше уровня, оговоренного условиями технической эксплуатации. Существует различный подход как к организации защиты, так и к применению электронных элементов. Как правило, в схемотехнике узлов защиты производится разделение каскадов, отвечающих за контроль работы основных вторичных каналов и маломощных цепей. Во внутренней структуре микросхемы TL494 введено несколько функциональных узлов, через которые можно оказывать воздействие на основной тракт формирования ШИМ последовательностей от принудительного ограничения длительности выходных импульсов до полной блокировки схемы. В зависимости от организации схемы защиты влияние на работу основной схемы может быть оказано через один или несколько таких узлов. Каждая схема преобразователя содержит элементы защиты, но выполнены они по-разному. На приведенных ниже схемах защиты показаны разные варианты практической реализации данного узла.

На рис. 3.15 представлен один из вариантов системы комплексной защиты импульсного преобразователя напряжения.

На рис. 3.15 приведены основные элементы узла защиты. Нумерация элементов относится только к компонентам этого рисунка. На схеме показаны первичная цепь каскада промежуточного усилителя с согласующим трансформатором T, упрощенная схема включения микросхемы TL494. Узел защиты представлен полнофункциональной схемой.

Узел защиты выполняет следующие основные функции:

- контроль длительности импульсов управления силовым каскадом;
- блокировка работы узла ШИМ преобразователя в случае возникновения КЗ в каналах с отрицательными номиналами напряжений.

Оценка временно́го интервала, занимаемого положительным импульсом, проводится схемой постоянно. Слежение осуществляется с помощью элементов, подключенных к средней точке первичной обмотки согласующего трансформатора T. На среднем выводе первичной обмотки действует сигнал,

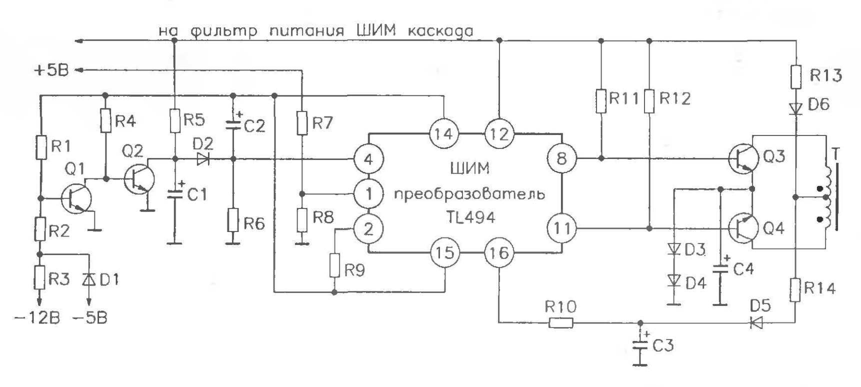


Рис. 3.15. Схема комплексной защиты от перегрузки (вариант 1)

форма которого представлена на рис. 2.11. Резистор R14, диод D5 и конденсатор C3 образуют схему выпрямителя и пассивного RC фильтра импульсного сигнала. В итоге на конденсаторе C3 появится положительное напряжение. Уровень этого напряжения будет прямо пропорционален длительности импульсов управления, формируемых микросхемой ШИМ преобразователя типа TL494. Напряжение, выделенное на конденсаторе C3, через резистор R10 подается на неинвертирующий вход внутреннего усилителя DA4 микросхемы TL494. На второй вход этого усилителя через вывод TL494/15 непосредственно поступает напряжение опорного источника +5 В. Логика работы этого каскада в части контроля длительности импульсов очень похожа на функционирование аналогичного узла из схемы, приведенной на рис. 3.2. Процесс контроля длительности импульсов управления включает в себя несколько этапов рабочего цикла узла защиты. На внутреннем усилителе DA4 производится постоянное сравнение уровней напряжений, действующих на его входах. Усилитель не оказывает влияния на работу ШИМ преобразователя, пока напряжение на выводе TL494/16 не превышает опорного уровня, постоянно установленного на выводе TL494/15. Увеличение нагрузки вторичной цепи источника питания будет отражаться на уровне напряжения, выделяемого на конденсаторе C3. Ширина управляющих импульсов будет возрастать, что вызовет увеличение напряжения на C3. Напряжение с конденсатора постоянно поступает на вход усилителя DA4. Пока оно ниже уровня, установленного на инвертирующем входе DA4, выходное напряжение усилителя равно нулю. Увеличение длительности выше установленного порога вызывает включение механизма ее постепенного ограничения. Усилитель на DA4 не охвачен обратной связью, поэтому на его выходе значение напряжения очень быстро изменяется. Повышение уровня на выходе усилителя DA4 приведет к блокировке усилителя ошибки DA3. На неинвертирующем входе ШИМ компаратора DA2 положительное напряжение также будет повышаться. При этом будет происходить принудительное ограничение длительности импульсов, формируемых схемой ШИМ преобразователя. Механизм активной защиты элементов источника питания включается с момента повышения напряжения на TL494/16 до уровня +5 В, когда напряжение на выходе DA4 начинает принимать положительное значение. Сначала наступает этап принудительного ограничения длительности импульсов управления. Сигнал рассогласования от DA3 растет, и ШИМ преобразователь старается компенсировать падение напряжения во вторичной цепи увеличением длительности импульсов управления. Когда происходит блокировка усилителя ошибки уровнем от DA4, продолжительность импульсов принудительно ограничивается. Если причина неконтролируемого увеличения потребления во вторичной цепи не устранена, то при достижении сигналом от усилителя DA4 уровня +3,2 В, на выходе ШИМ компаратора появляется устойчивый высокий уровень. Импульсных сигналов нет. Генерация выходных импульсов ШИМ преобразователем останавливается. Источник питания прекращает подачу энергии во вторичные цепи.

Фрагмент принципиальной схемы этого узла защиты (см. рис. 3.15) демонстрирует реализацию узла, ограничивающего длительности импульсов управления преобразователем, по сигналу датчика, полностью установленного во вторичной цепи источника питания. В предыдущем случае датчик располагался в силовой части схемы, а обработка его сигнала полностью была отнесена во вторичную цепь.

В случае возникновения КЗ по любому из каналов с отрицательными значениями напряжений, сигнал оповещения узла управления вырабатывается с помощью транзисторной схемы на Q1 и Q2. В базовой цепи транзистора Q1 включен делитель

напряжения на резисторах R1 и R2. Питание делителя напряжения производится от разнополярных источников напряжения. Резистор R1 подключен к источнику опорного напряжения микросхемы TL494 с уровнем +5 В. Нижний по схеме вывод резистора R2 через резистор R3 соединен с цепью –12 В и через диод D1 с цепью –5 В. Номиналы сопротивлений резисторов R1 и R2 равны, поэтому напряжение на базе транзистора Q1 будет иметь небольшое отрицательное значение. Эмиттер этого транзистора соединен с общим проводом и, следовательно, переход база-эмиттер находится под напряжением обратного смещения. Транзистор закрыт, напряжение на коллекторе Q1 имеет высокий уровень. Поддерживание напряжения на базе, закрывающего транзистор Q1, возможно только в том случае, когда выдерживается расчетное соотношение напряжений –5 и –12 В. Если во вторичных цепях происходит КЗ, в результате которого одно из отрицательных напряжений изменяет свой уровень, то потенциал на базе транзистора Q1 начинает возрастать. В результате замыкания напряжения –12 В на диоде D1 появляется обратное смещение и блокируется подача напряжения –5 В на резистор R2. Базовый потенциал транзистора Q1 получит приращение положительного напряжения, подаваемого через R1. Аналогичная ситуация возникает при изменении напряжения –5 В до нулевого уровня. Диод D1 находится под воздействием отпирающего напряжения. Его анод подключается к общему проводу, а напряжение на катоде приобретает значение –0,7... – 0,8 В. Это небольшое напряжение мало отличается от нулевого потенциала. На базе транзистора Q1 преобладающим оказывается положительный потенциал, которым транзистор открывается. Ключевая схема на транзисторе Q2 является нагрузкой транзисторного каскада на Q1. Коллектор транзистора Q2 через резистор R5 соединен с шиной питания ШИМ преобразователя, напряжение на которой в установившемся режиме находится в диапазоне +25...+30 В. Состояние ключа на Q2 является определяющим для функционирования микросхемы ШИМ преобразователя. В нормальном состоянии схемы защиты, когда в нагрузочной цепи уровни напряжений соответствуют номинальным, транзистор Q2 открыт и находится в насыщении. В этом состоянии происходит подключение резистора R5 через открытый транзистор Q2 к общему проводу. Диод D2 закрыт. Вывод 4 микросхемы TL494 через резистор R6 соединен с общим проводом. Внешние элементы не оказывают действия на работу ШИМ преобразователя. Когда происходит КЗ и последовательное переключение транзисторных ключей, напряжение на коллекторе закрытого транзистора определяется соотношением сопротивлений R6 и R5. Оно выбирается таким образом, чтобы уровень напряжения на выводе 4 схемы TL494 в момент срабатывания защиты составлял +5 В. Переключение транзисторов происходит достаточно быстро, поэтому напряжение на TL494/4 изменяется практически скачком. Резкое возрастание напряжение на неинвертирующем входе компаратора «мертвой зоны» блокирует логический элемент DD1. Работа схемы управления останавливается. Запуск ШИМ преобразователя возможен только после выключения и повторного подключения напряжения первичного питания, если предварительно устранена причина, вызывавшая КЗ или ненормированную перегрузку.

Работа схем защиты источника питания, представленных на рис. 3.2 и 3.15, характеризуется тем, что воздействие на ШИМ преобразователь при возникновении перегрузки по основным каналам и в случае КЗ слаботочных цепей производится по

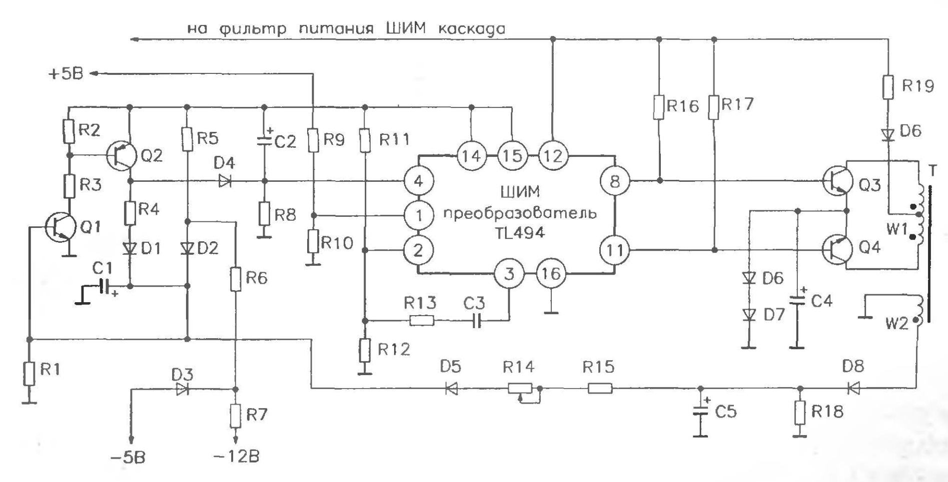


Рис. 3.16. Схема комплексной защиты от перегрузки (вариант 2)

различным внутренним цепям схемы TL494. Узел защиты схемы, показанной на рис. 3.16, выполнен таким образом, что блокировка схемы управления производится по общему входу компаратора «мертвой зоны».

На данном рисунке приведены основные элементы, непосредственно относящиеся к каскаду защиты, а также датчик – измеритель длительности импульсов управления. Схема защиты, построенная в соответствии с рис. 3.16, выполняет отключение системы управления блоком питания при возникновении КЗ по любому из каналов с отрицательными номиналами напряжения, а также в случае увеличения длительности импульсов управления выше установленного интервала. После инициализации схемы ШИМ преобразователя процедурой «медленного» запуска, транзисторные каскады на Q1 и Q2 определяют состояние схемы управления импульсного усилителя мощности. Цикл «медленного» запуска заканчивается, и схема управления находится в нормальном рабочем режиме, когда оба транзистора Q1 и Q2 закрыты, а напряжение на выводе 4 микросхемы TL494 не будет превышать порогового уровня. Отключение ШИМ преобразователя и полная блокировка происходят при появлении на базе транзистора Q1 напряжения с положительным уровнем, равным 0,7... 0,8 В. Действие всех датчиков состояния канальных напряжений направлено на формирование такого напряжения на базе Q1, когда возникает увеличение нагрузки в какой-либо вторичной цепи, превышающее уровень, заданный техническими характеристиками источника питания. Далее происходит последовательное переключение активных элементов, которое приводит к появлению высокого логического уровня на выводе TL494/4 и отключению этой микросхемы.

Контроль длительности импульсов управления осуществляется с помощью узла, собранного на элементах, подключенных к обмотке W2 согласующего трансформатора T. Специальная обмотка W2 не используется в схеме формирования импульсных сигналов, а является дополнительным элементом, выполняющим функции датчика длительности положительных импульсов управления источником питания. Один вывод обмотки W2 соединен с общим проводом вторичной цепи. Ко второму ее выводу подключен диод D8, образующий выпрямитель импульсного сигнала положительной полярности. Нагрузкой выпрямителя является емкостной фильтр на конденсаторе C5, на котором выделяется положительное напряжение, пропорциональное длительности импульсов управления. Далее в электрической цепи установлены резисторы R1 и R15 и подстроечный резистор R14. Цепью этих резисторов задается уровень напряжения на конденсаторе C5, при котором происходит открывание транзистора Q1. То есть соотношение резисторов в делителе определяет минимальную ширину импульсов управляющего сигнала, при которой происходит открывание транзистора Q1. В канале защиты применяются биполярные транзисторы разных типов проводимости, включенные по схеме электронных ключей. Транзистор Q1 открывается положительным напряжением относительно потенциала общего провода. Эмиттер транзистора Q2 соединен с выводом опорного напряжения схемы TL494. Его отпирание происходит, когда на базе действует напряжение, уровень которого ниже потенциала эмиттера. В режиме нормального функционирования возможно частичное открывание транзистора Q1, но оно не приводит к переключению Q2 из закрытого состояния в насыщение. В таком режиме напряжение на коллекторе Q2 мало изменяется и остается на уровне, близком к потенциалу общего провода. Низкое напряжение на аноде диода D4 не может его открыть, поэтому приращения напряжения на выводе 4 микросхемы TL494 не происходит. Потенциал этого вывода определяется падением только на резисторе R8.

Повышение нагрузки в основных каналах вторичной цепи приводит к тому, что схема управления усилителем мощности начинает увеличивать длительность импульсов для компенсации энергетических потерь. На дополнительной обмотке W2 согласующего трансформатора наводится ЭДС, форма которой полностью повторяет вид сигнала управления. Импульсный сигнал детектируется выпрямителем на D8 и фильтруется конденсатором C5. Если источник питания работает в режиме перегрузки, то постепенно напряжение на конденсаторе достигнет уровня, при котором на базе Q1 появится открывающий положительный потенциал. Нарастающее напряжение на базе Q1 плавно открывает транзистор, и напряжение на его коллекторе начинает понижаться. В коллекторной цепи Q1 включен делитель на резисторах R2 и R3, средняя точка которого подсоединена к базе Q2. Понижение напряжения на коллекторе Q2 через R3 передается на базу Q2, открывая его. Собственное сопротивление транзистора Q2 уменьшается, положительное напряжение на его коллекторе начинает расти. Если источник перегрузки вторичной цепи не устранен, то рост напряжения на базе Q2 приведет к полному его открыванию и переключению транзистора в насыщение. Напряжение на аноде диода D4 будет равно опорному, имеющему значение +5 В, за вычетом падения на открытом транзисторе Q2. Через открытый диод D4 напряжение опорного источника поступает на вывод TL494/4,

где его уровень будет составлять примерно +3,9 В. Это значение превышает максимальный уровень пилообразного напряжения, поэтому формирование импульсного сигнала на выходах ШИМ преобразователя будет блокировано. Импульсы возбуждения не будут подаваться на усилитель мощности, передача энергии через импульсный силовой трансформатор во вторичную цепь прекратится. Постепенно произойдет спад всех вторичных напряжений до нулевого уровня. Возобновление работы преобразователя возможно только после переключения сетевого выключателя и нормальной генерации импульса начального питания ШИМ преобразователя.

Аналогичное воздействие на транзисторные каскады схемы защиты будет вызвано резким падением уровня любого из каналов с отрицательными номиналами напряжений, подключенных к схеме через диод D3 и резистор R7. Принцип действия узла защиты от КЗ по слаботочным каналам основан на функционировании вентильной схемы, основным элементом которой является диод D2. Диод включен между датчиками уровней напряжений отрицательных уровней и базой транзистора Q1. Катоды диодов D2 и D5 соединены по схеме «монтажного ИЛИ». Переключение транзисторных ключей на Q1 и Q2 будет выполняться, если в точке соединения диодов появится потенциал, достаточный для открывания транзистора Q1. При нормальной работе основных каналов, когда ширина импульсов управления укладывается в допуск, такое напряжение может быть подано только через диод D2. Уровень напряжения на аноде D2 определяется соотношением сопротивлений резисторов R6 и R5. В точке соединения резистора R7 и диода D3 напряжение имеет значение –5,8 В. Резистор R5 одним выводом подключен к источнику опорного напряжения микросхемы TL494 с номинальным уровнем +5 В, вторым – к аноду D2. Для того чтобы на катод диода D2 не поступало положительное напряжение, потенциал на аноде D2 должен быть нулевым или отрицательным. Для большей чувствительности схемы защиты потенциал выбирается именно нулевым. Для поддержания нулевого уровня на аноде диода D2, у резистора R6 должно быть сопротивление на 15% больше, чем у R5. В установившемся режиме, когда все напряжения имеют номинальный уровень, элементы, соединенные с D2, не влияют на состояние ключевой транзисторной схемы. Если в нагрузочной цепи каналов -5 или –12 В возникает ситуация, при которой происходит значительное падение уровней этих напряжений, происходит перераспределение напряжений в делителе из R5 и R6. Отрицательный потенциал, компенсирующий положительное напряжение опорного источника, в точку соединения этих резисторов поступать не будет. На анод D2 будет проходить только положительное напряжение через R5, которым последовательно откроются диод D2, а затем оба транзисторных ключа на Q1 и Q2. Это приведет к появлению напряжения +3,9 В на выводе 4 микросхемы TL494 и вызовет блокировку ШИМ преобразователя и отключение источника питания.

В заключение описания схемы, приведенной на рис. 3.16, следует отметить, что диоды D1, D2 и D5 выполняют функции элементов развязки и исключают взаимное влияние формируемых датчиками напряжений, возникающих при различных перегрузках источника питания.

Один из вариантов узла полной защиты источника питания по основным каналам вторичных напряжений представлен на рис. 3.17.

Главная особенность данной схемы в том, что из нее полностью исключены элементы, используемые в каскадах защиты слаботочных каналов с отрицательными уровнями напряжений. Узел состоит из датчиков ширины импульсов управления и датчиков повышения уровней напряжений по каналам +5 В и +12 В. Оценка функционирования маломощных каналов может производиться по ширине импульсов. Такое схемотехническое решение может быть использовано в источнике питания, где применена дополнительная стабилизация вторичных каналов отрицательных напряжений. Интегральные стабилизаторы имеют внутренние схемы ограничения выходного тока в случае возникновения перегрузок. Включение защиты интегрального стабилизатора может быть вызвано также перегревом корпуса стабилизатора.

При получении сигнала об отклонении работы преобразователя от номинального режима схема защиты вырабатывает сигнал положительного уровня, который подается на вывод 4 микросхемы TL494. Остальные внутренние элементы ШИМ преобразователя для его блокировки не используются. Формирование сигнала о нарушении рабочего режима производится двухкаскадным усилителем на транзисторах Q1 и Q2. В исходном состоянии оба транзистора закрыты. Напряжение на выводе 4 схемы TL494 задается соотношением сопротивлений резистивного делителя из R10 и R11. Сопротивление резистора R10 значительно больше, чем у R11, поэтому в установившемся режиме, в отсутствие перегрузки, напряжение на TL494/4 близко к потенциалу общего провода.

В качестве датчика ширины импульсов управления используется трансформатор T1 и элементы R3, VD4 и C4. Первичная обмотка трансформатора T1 включена в диагональ полумостового усилителя

Рис. 3.17. Схема узла комплексной защиты от перегрузки (вариант 3)

мощности последовательно с первичной обмоткой силового импульсного трансформатора Т2. К вторичной обмотке трансформатора Т1 подключена выпрямительная схема с однополупериодным выпрямителем на диоде D4 и емкостным фильтром – конденсатором С4. На конденсаторе С4 выделяется положительное напряжение, пропорциональное длительности импульсов управления. К резистору R11 кроме сопротивления R10 присоединена цепь, состоящая из резисторов R4, R6 и диода D6. Параметры резисторов R4 и R6 подобраны так, чтобы колебания напряжения на конденсаторе С4 не влияли на уровень напряжения на резисторе R11. Анод диода D6 соединен с коллектором транзистора Q4 и через резистор R9 с базой транзистора Q3, являющегося первым ключевым элементом в цепи формирования сигнала блокировки микросхемы TL494. Прежде чем положительное напряжение на аноде D6 нарастет до уровня его отпирания, оно постепенно откроет транзистор Q3. Коллектор транзистора Q4 соединен через резистор R9 с базой Q3, поэтому изменение напряжения на коллекторе первого транзистора будет сразу передаваться на базу второго. Повышение напряжения в этой точке может быть следствием увеличения нагрузки вторичных цепей и расширением положительных импульсов управления. Постепенное открывание транзистора Q3 сопровождается понижением его коллекторного напряжения и потенциала базы Q4. Передача положительного напряжения происходит через открывающийся транзистор Q4 на базу Q3. Один транзистор подпитывает базу второго, процесс открывания обоих активных элементов развивается лавинообразно, и в итоге приводит к полному открыванию двух транзисторов. Через насыщенный транзистор Q4, диод D4 и резистор R11 протекает ток. Уровень напряжения, который устанавливается после открывания Q4 на резисторе R11, составляет примерно +3,9 В. Это напряжение превышает амплитуду пилообразного сигнала, действующего на инвертирующем входе внутреннего компаратора «мертвой зоны» DA1, входящего в состав микросхемы TL494. Происходит блокировка пилообразного напряжения на этом компараторе и остановка генерации импульсов на выходах микросхемы ШИМ преобразователя. Такая последовательность действий осуществляется при увеличении нагрузки источника питания, когда система управления стремится компенсировать падение выходных уровней напряжений, увеличивая интервал активного состояния силовых транзисторов.

Цепи на элементах D1 – D3, R1 и R2 выполняют функции детекторов увеличения напряжений основных вторичных каналов выше установленного предела. К выходам каналов с напряжениями +5 и +12 В подключены пороговые схемы на стабилитронах D1 и D3 соответственно. В данном случае используется свойство стабилитронов пропускать электрический ток, когда напряжение на них превышает уровень стабилизации. Пока напряжения на стабилитронах будут ниже уровня стабилизации, ток через них протекать не будет и на положительной обкладке конденсатора С5 потенциал останется близким нулю. Диод D5 закрыт и никакого воздействия на базу транзистора Q3 не оказывается. Пороговый уровень включения защитного механизма по вторичному каналу +5 В составляет +6,3 В. Фиксация возрастания напряжения выше номинального значения по каналу +12 В должна производиться на уровне примерно +15 В. Напряжение стабилизации D1 составляет +5,1 В, а диода D3 – +14 В. Если одно из положительных напряжений вторичных каналов достигает своего предельного уровня, то происходит «пробой» соответствующего стабилитрона и напряжение на конденсаторе С5 начинает повышаться, открывая диод D5. Отпирание диода и появление положительного потенциала на базе Q3 происходит, когда на конденсаторе С5 напряжение достигает положительного уровня, равного 0,7–0,8 В. Если напряжение продолжает повышаться, то растет положительный уровень

и на базе Q3. Выполняются условия для переключения бистабильной транзисторной схемы на ключах Q3 и Q4. Каждый из транзисторов открывается, и на вывод 4 микросхемы TL494 подается положительное напряжение +3,9 В, появление которого вызывает прекращение работы импульсного преобразователя.

Для устойчивой работы схемы защиты в базовую цепь транзистора Q3 включен керамический конденсатор C6. Он обеспечивает фильтрацию кратковременных импульсных помех, которые могут привести к переключению транзисторной схемы. В начальный момент, когда преобразователь подключает схему управления к напряжению питания, благодаря наличию конденсатора C5 происходит задержка включения транзисторного каскада. Диод D5 применяется для развязки каскадов, вырабатывающих сигналы воздействия на базу Q3 при различных проявлениях отклонения вторичных напряжений от номинальных уровней.

Во всех примерах схем защиты датчики и схемы воздействия на элементы управления преобразователем строились на основе дискретных элементов. В следующих примерах приведены схемы, в которых в качестве первичных узлов, формирующих сигналы отключения ШИМ преобразователя, применяются интегральные компараторы. Первая из схем приведена на рис. 3.18 (вариант 4).

На схеме (рис. 3.18) показаны узлы, рассмотренные нами и в предыдущих вариантах исполнения каскадов защиты. Схема осуществляет контроль за длительностью управляющих импульсов, за коротким замыканием по каналам с отрицательными номиналами напряжений, а также слежение за превышением установленного уровня напряжения в канале +5 В. Взаимодействие с микросхемой ШИМ управления – TL494 выполняется только по входу 4. Использование внутреннего усилителя DA4 для принудительного ограничения ширины импульсов управления не предусмотрено. В каскаде защиты используется два компаратора DA1 и DA2 из микросхемы типа LM339, выходы которых объединены по схеме «монтажного ИЛИ». В установившемся режиме оба выхода имеют высокий уровень. Транзистор Q1 при этом закрыт, а напряжение на выводе TL494/4 определяется падением напряжения на резисторе R14, вызванным протеканием через него входного тока.

Датчик контроля длительности импульсов управления (трансформатор T1 и элементы D3, D4, R10, R7 и C1) введен в первичную цепь преобразователя. Первичная обмотка трансформатора T1 включена в диагональ полумостового усилителя. Через эту обмотку протекает тот же ток, что и через первичную обмотку силового импульсного трансформатора T2. Форма сигнала на T1 полностью совпадает с импульсами управления преобразователем. Трехуровневый импульсный сигнал появляется на вторичной обмотке трансформатора T1. Вторичная обмотка имеет три вывода. Со среднего вывода

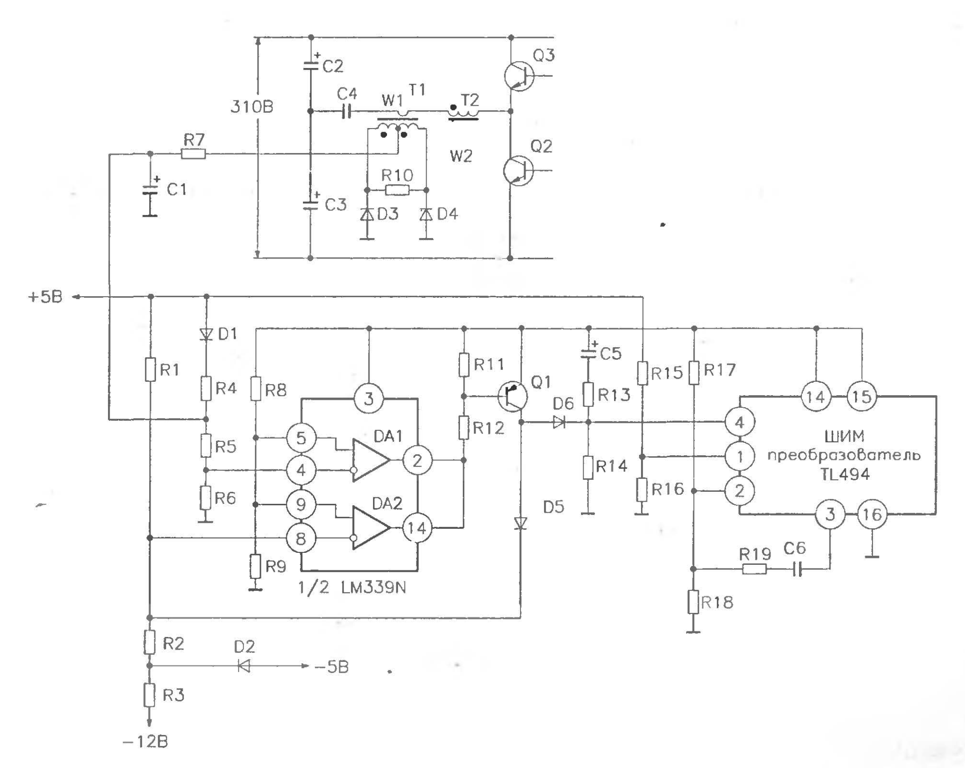


Рис. 3.18. Схема комплексной защиты от перегрузки (вариант 4)

снимается сигнальное напряжение. Крайние выводы обмотки подключены к катодам диодов D3 и D4 двухполупериодного выпрямителя. Аноды диодов соединены с общим проводом вторичной цепи. На среднем выводе обмотки W2 присутствуют импульсы положительной полярности. Частота следования импульсов в этой точке в два раза превышает частоту следования импульсов по каждому из выходов микросхемы TL494. Импульсное напряжение сглаживается RC фильтром на элементах R7 и C1. Уровень напряжения на конденсаторе C1 зависит от длительности импульсов управления преобразователем. Повышение нагрузки вторичных цепей автоматически приводит к росту этого напряжения. Конденсатор C1 подключен к одному из выводов резистора R4. Второй вывод резистора R4 через диод D1 подсоединен к шине вторичного напряжения канала +5 В. Резистивным делителем, образованным элементами R4 – R6, задается уровень на инвертирующем входе компаратора DA1/4, входящего в состав микросхемы типа LM339. Компаратор производит сравнение этого напряжения с потенциалом на DA1/5, установленным резистивным делителем на R8, R9. Делитель включен между выходом опорного напряжения, вырабатываемого микросхемой TL494 на выводе 4, и общим проводом вторичной цепи. Средняя точка делителя присоединена к неинвертирующему входу компаратора DA1/5. На резисторе R4 происходит суммирование части вторичного напряжения от канала +5 В и напряжения, поступающего от датчика ширины импульсов управления, на трансформаторе T1. Сумма напряжений делится пропорционально величинам сопротивлений резисторов R5 и R6. Точка соединения этих резисторов подключена к входу компаратора DA1/4. При нормальном рабочем режиме источника питания уровень опорного напряжения на входе DA1/5 несколько больше, чем на входе DA1/4. Напряжение на выходе компаратора близко по значению к опорному. Повышение одного из напряжений, суммируемых на R4, вызовет пропорциональное возрастание потенциала на DA1/4. Когда напряжение на инвертирующем входе компаратора станет больше, чем на другом его входе, произойдет быстрое переключение компаратора. На выходе установится низкий уровень. Нагрузкой, соединенной с выходами компараторов, являются последовательно соединенные резисторы R11 и R12. К точке их соединения присоединена база транзистора Q1. Когда происходит переключение выхода компаратора от высокого уровня к низкому, база Q1 оказывается под открывающим потенциалом. Транзистор Q1 открывается, напряжение на его коллекторе повышается. Возрастающее напряжение с коллектора Q1 подается через диод D5 на вход компаратора DA2/8. Повышение напряжения на входе компаратора DA2/8 вызывает его переключение. С этого момента выходы обоих компараторов имеют низкие уровни. Высокий уровень напряжения на выводе TL494/4 приводит к отключению ШИМ преобразователя в соответствии с описанной выше последовательностью действий внутри TL494. Начальное переключение компаратора DA1 происходит либо при повышении выходного уровня во вторичном канале +5 В, либо из-за увеличения нагрузки по основным вторичным каналам сверх установленного предела. Компаратор DA1 совмещает в себе функции вторичного датчика уровня напряжения в канале +5 В и длительности импульсов управления усилителем мощности.

На втором компараторе микросхемы LM339 собран ключевой элемент, выполняющий слежение за состоянием каналов с отрицательными номиналами напряжений. В нормальном состоянии делителями напряжений на входах устанавливаются потенциалы, при которых выходной уровень напряжения компаратора – высокий (напряжение на DA2/9 больше, чем на DA2/8). Резисторами делителей, подключенных к входам компаратора DA2, выбирается порог чувствительности схемы. Малой разницей напряжений на входах обеспечивается быстрое переключение компаратора, но схема может быть слишком чувствительна к случайным кратковременным помехам. Исходная разность потенциалов по входам выбирается ≈1 В. Опорный уровень на входе DA2/9 формируется из опорного напряжения, вырабатываемого на выходе TL494/14. Когда происходит КЗ по одному из контролируемых каналов, напряжения на входах компаратора перераспределяются, в результате знак разности их потенциалов изменяется. Происходит переключение компаратора с последующим открыванием транзистора Q1. Открытый Q1 представляет собой малое сопротивление, через которое анод диода D5 подключается к опорному напряжению. Диод D5 используется как элемент обратной связи между входом DA2/8 и выходом схемы защиты – коллектором Q1. Положительный потенциал от коллектора Q1 передается на инвертирующий вход компаратора DA2, еще более увеличивая разность потенциалов между его входами. Система защиты после переключения компаратора и транзистора Q1 приходит в равновесное состояние. Вывести систему защиты из состояния блокировки микросхемы TL494 можно только переключением первичного напряжения питания и выполнения полного цикла начальной инициализации всей схемы источника питания.

На рис. 3.19 представлена комплексная схема защиты источника питания, последняя в данном подразделе, на которой компоненты узла защиты изображены полностью, а схемы включения полумостового усилителя мощности и ШИМ преобразователя – микросхемы TL494 – условно.

Схема реализует самый полный комплекс мер по защите элементной базы источника питания. Данный каскад защиты реагирует на увеличенное потребление энергии по основным каналам вторичных напряжений, чрезмерное возрастание уровня напряжения в канале +12 В, а также на КЗ по всем вторичным каналам. Ни в одной из схем защиты не рассматривался вариант, содержащий отдельные датчики, настроенные на контроль превышения уровня вторичного напряжения для канала +5 В. Основная нагрузка, как правило, подключается именно к выходу этого канала и функции слежения за значением его напряжения возложены на узлы микросхемы TL494. При рассмотрении работы функциональных узлов этой микросхемы будут использованы обозначения, принятые на рис. 2.7.

Управление длительностью импульсов управления усилителя мощности может выполняться как с помощью усилителя DA3, так и по сигналам DA4. Принципиальной разницы нет, но традиционно (что видно по всем приведенным примерам) сигнал рассогласования вырабатывается усилителем DA3, а усилитель DA4 используется в составе схемы защиты для принудительного ограничения длительности импульсов управления и блокировки ШИМ преобразователя. В схеме, представленной на рис. 3.19, слежение за выходным уровнем этого канала выполняется с помощью операционного усилителя DA3, входы которого выведены через выводы TL494/1 и TL494/2. Выходы усилителей соединены через развязывающие диоды. При нормальном режиме работы источника питания на выходе усилителя DA4 установлено нулевое напряжение, и оно не оказывает влияния на сигнал, действующий на выходе усилителя DA3. Усилитель DA4 не охвачен обратной связью, поэтому его работа аналогична функционированию компаратора – выход этого усилителя может иметь только два состояния: низкого и высокого уровней. Процесс перехода из одного состояния в другое происходит достаточно быстро. При низком уровне на выходе DA4 диод D2 закрыт, а при высоком уровне этот диод открывается. Выходной уровень усилителя зависит от соотношения напряжений на выводах TL494/16 и TL494/15, через которые подводятся входные сигналы к усилителю DA4. В схеме, приведенной на рис. 3.19, вывод TL494/16 подключен к общему проводу вторичной цепи. На вход TL494/15 подведено напряжение от делителя на резисторах R24 и R25. Резисторы делителя запитываются от датчика ширины импульсов управления (подводится к точке соединения R24 и R25) и источника напряжения, подключенного между выходом вторичного канала +5 В и выводом TL494/14. От датчика длительности импульсов управления на делитель поступает отрицательное напряжение, которое формируется на конденсаторе C7, куда оно подается от датчика, выполненного на трансформаторе T1. Во вторичной цепи трансформатора включен двухполупериодный

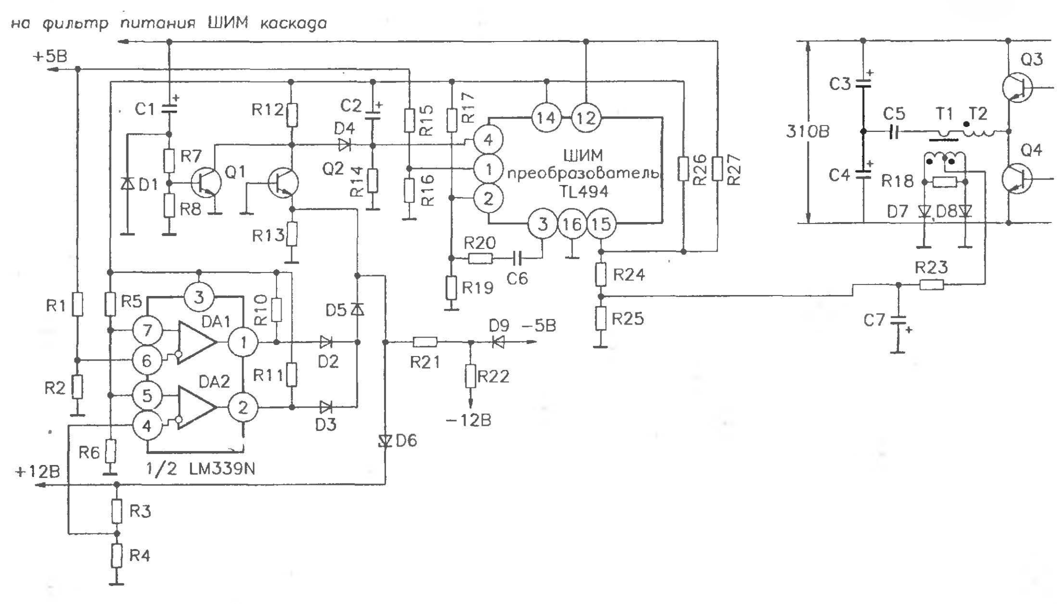


Рис. 3.19. Схема комплексной защиты от перегрузки (вариант 5)

выпрямитель, с помощью которого выделяются импульсы отрицательной полярности. Импульсный сигнал сглаживается фильтром, состоящим из резистора R23 и конденсатора C7. Соотношение резисторов R24 – R27, подключенных к входу TL494/15, выбрано так, чтобы в режиме нормальной работы напряжение на этом выводе было положительным. Этим обеспечивается установка нулевого уровня на выходе DA4. При возникновении перегрузки и расширении импульсов управления силовым каскадом отрицательное напряжение на конденсаторе C7 начинает повышаться. Рост отрицательного напряжения приводит к снижению положительного потенциала на выводе TL494/15. Когда напряжение на этом выводе уменьшится до нулевого уровня, усилитель DA4 переключится и на его выходе появится высокое напряжение. Его значение превышает выходной уровень усилителя DA3, диод D1 оказывается закрытым, а выход DA3 блокированным. Переключение DA4 протекает быстро и проходит через стадию, в течение которой таким нарастающим напряжением вызывается принудительное ограничение длительности выходных импульсов ШИМ преобразователя. Перед полной блокировкой ширина импульсов плавно, но достаточно быстро уменьшается до нуля. Генерация импульсов прекращается, ритмичное переключение силовых транзисторов останавливается. Передача энергии через импульсный трансформатор отсутствует, вторичные цепи обесточиваются.

С помощью усилителя DA4 в схеме защиты выполняется слежение только за длительностью импульсов управления. Остальные функциональные узлы контроля состояния вторичных цепей воздействуют на микросхему TL494 через неинвертирующий вход внутреннего компаратора мертвой зоны DA1, соединенный с выводом 4 этой микросхемы.

К выводу TL494/4 подключены схемы «медленного» запуска, выход схемы защиты и каскад, шунтирующий схему защиты в течение инициализации узлов источника питания. «Медленный» запуск обеспечивается за счет применения дифференцирующей цепи на конденсаторе C2 и резисторе R14. Выходным активным элементом системы защиты является транзистор Q2. К его коллектору по схеме «монтажного ИЛИ» подключен ключевой транзистор Q1. К базе этого транзистора подсоединен резистивный делитель R7 и R8. Верхний по схеме резистор R7 делителя через конденсатор C1 соединен с шиной питания микросхемы TL494. Когда на этой шине появляется питающее напряжение, на базе транзистора Q1 возникает положительный импульс. Положительным импульсом транзистор Q1 открывается, и в течение времени перезарядки конденсатора C1 на его коллекторе поддерживается напряжение, близкое к потенциалу общего провода. Вторичные напряжения нарастают с задержкой относительно всех напряжений питания каскадов защиты и микросхемы ШИМ управления – TL494. Благодаря работе транзистора Q1, в начальный момент исключается возможность появления положительного потенциала на входе TL494/4. Только после появления нормальных уровней в цепях вторичных каналов транзистор Q1 переключается и остается в закрытом состоянии до конца рабочего цикла источника питания. Закрытый транзистор не мешает работе выходного каскада системы защиты на Q2.

Рабочее состояние источника питания сохраняется до тех пор, пока на коллекторе Q2 не появится положительный потенциал, который через диод D4 передается на вход TL494/4. С появлением этого напряжения прекращается функционирование импульсного преобразователя. Положительное напряжение достаточного уровня для блокировки микросхемы TL494 будет присутствовать на коллекторе Q2, если он окажется в закрытом состоянии. База транзистора Q2 постоянно подключена к общему проводу, поэтому для поддержания его в проводящем состоянии на эмиттере должен быть установлен потенциал, равный примерно –0,7... –0,8 В. Для формирования такого напряжения используется схема, состоящая из элементов D9, R21, R22, R13 и D6. На диоде D9 и резисторе R22 собран датчик фиксации КЗ, а на стабилитроне датчик превышения уровня напряжения по каналу +12 В. Если уровни напряжений по выходам отрицательных каналов нормальны, то в точке соединения диода D9 и резистора R22 напряжение составляет –5,8 В. Делителем напряжения, состоящим из резисторов R13 и R21, на эмиттере транзистора Q2 устанавливается напряжение –0,7... –0,8 В. Пока уровень напряжения в канале +12 В находится в допустимых пределах, наличие стабилитрона D6 на работу транзисторного каскада на Q2 влияния не оказывает. Переключение транзистора Q2 может произойти только в случае резкого падения уровня любого из вторичных каналов с отрицательными номиналами напряжений. При этом напряжение на катоде диода D9 приблизится к потенциалу общего провода, что также отразится на уровне напряжения на эмиттере Q2. Транзистор закроется, и напряжение опорного источника от TL494/14 через диод D4 поступит на вход TL494/4. Второе условие, которое окажется достаточным для увеличения положительного потенциала на эмиттере Q2, – рост напряжения по каналу +12 В выше уровня стабилизации стабилитрона D6, которое составляет 15 В. Если это условие выполняется, то, несмотря на нормальное

состояние напряжений по отрицательным каналам, потенциал на эмиттере Q2 будет нулевым или даже положительным. Транзистор закроется, и далее заблокируется микросхема TL494.

Наряду с рассмотренными каскадами к эмиттеру Q2 подключены датчики короткого замыкания по основным вторичным каналам. Выполнены они на двух компараторах DA1 и DA2 из состава микросхемы LM339. На неинвертирующих входах каждого из компараторов установлен общий опорный уровень, сформированный от стабильного напряжения, вырабатываемого на выводе TL494/14. На инвертирующие входы компараторов поданы напряжения, пропорциональные уровням выходов по каналам +5 и +12 В. В исходном состоянии уровень опорного напряжения на входах DA1/7 и DA2/5 ниже, чем на инвертирующих входах. Напряжение на выходах низкое. Каждый выход подключен к эмиттеру Q2 через диоды развязки. Падение напряжения в одном или обоих основных каналах вызовет переключение выходного уровня компаратора. Через соответствующий диод развязки D2 или D3 и диод D5 положительное напряжение поступит на эмиттер Q2, вызывая его запирание. С момента запирания транзистора Q2 начинаются последовательные переключения внутренних элементов микросхемы TL494, которые приводят к отключению ее выходных каскадов и обесточиванию вторичных цепей.

Логика микропроцессорной системы персонального компьютера организована таким образом, что для инициализации ее нормального функционирования требуется подача не только определенного напряжения питания, но и служебных сигналов. Импульсный преобразователь напряжения вырабатывает сигнал высокого логического уровня для информирования вычислительной системы о том, что напряжения питания приняли номинальное значение и компьютер может начинать свою работу. В схеме, представленной на рис. 3.2, узлом на транзисторе Q7 вырабатывается сигнал «питание в норме» (POWERGOOD). Сигнал снимается с коллектора транзистора Q7. В исходном состоянии вторичных цепей, когда напряжения на них отсутствуют, каскад на Q7 обесточен. Питание коллекторной цепи транзистора Q7 осуществляется от выходной цепи вторичного напряжения канала +5 В. Принцип срабатывания каскада на этом транзисторе аналогичен функционированию узла на транзисторе Q2. Базовая цепь транзистора Q7 соединена с выходом канала +5 В через электролитический конденсатор C22. Появление положительного напряжения на выходе этого канала сопровождается возникновением положительного потенциала на отрицательной обкладке C22. Этот потенциал через резистор R36 поступает на базу транзистора Q7. Эмиттер транзистора Q7 соединен с общим проводом, поэтому возрастающее базовое напряжение открывает транзистор. Когда потенциал на базе увеличивается до уровня 0,7... 0,8 В, транзистор Q7 переходит в насыщение и напряжение на его коллекторе падает до низкого логического уровня. По мере заряда конденсатора C22 напряжение на базе транзистора Q7 снижается и он закрывается. Напряжение на коллекторе транзистора возрастает до уровня питания, равного +5 В. Сигнал «питание в норме» должен вырабатываться при каждом включении источника питания. Если через короткий промежуток времени появляется необходимость повторного включения источника питания, то необходимо полностью разрядить конденсатор C22. В цепь ускоренного разряда конденсатора введен диод D23, шунтирующий сопротивления резистивного делителя на R36 и R37. Разряд этого конденсатора после отключения электропитания осуществляется через диод D23, минуя резистивные элементы.

Существует определенное разнообразие схем формирования сигнала POWERGOOD. Они отличаются сложностью схемотехники и логикой работы. Приведем несколько примеров. Для формирования сигнала «питание в норме» в различных схемах очень часто применяется интегральная микросхема типа LM339, структурная схема которой представлена на рис. 3.20. Разводка выводов приведена для исполнения в пластиковом корпусе типа DIP.

Микросхема содержит четыре одинаковых компаратора напряжений. Выходные каскады в них содержат транзисторные ключи с открытым коллектором. Для нормального функционирования выход компаратора подключается к источнику положительного напряжения через токозадающий резистор. Положительное напряжение питания на все элементы микросхемы подается через вывод 3. Общий провод схемы, соединенный с выводом 12, подключается к отрицательному полюсу источника питания.

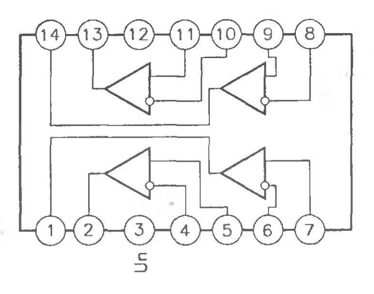


Рис. 3.20. Структурная схема микросхемы LM339

Высокий уровень сигнала «питание в норме» устанавливается при достижении вторичными напряжениями номинальных величин. В схемотехнике используется несколько способов формирования сигнала «питание в норме». Оно может выполняться прямым измерением пороговым устройством выходного напряжения в канале +5 В или применением каскада, обеспечивающего задержку нарастания основного напряжения на выходе схемы и подачи его на вывод PG. В схеме, представленной на рис. 3.21, генерация сигнала «питание в норме» происходит в результате косвенной оценки уровня напряжения вторичного канала +5 В.

В электронном каскаде применен один интегральный компаратор из состава микросхемы LM339 и эмиттерный повторитель напряжения на Q1. Благодаря применению компаратора на шине PG, сигнал имеет ступенчатый характер с крутым фронтом. Этим исключается неустойчивая работа цифровых схем нагрузки, возможная при плавном нарастании уровней импульсов.

В начальный момент работы схемы напряжение питания появляется на микросхеме ШИМ преобразователя – TL494. Внутренний источник опорного напряжения на выводе TL494/14 формирует опорное стабилизированное напряжение +5 В, которое через резистивный делитель на R3, R4 подается на инвертирующий вход усилителя DA3 микросхемы TL494. Пока на выходе вторичного канала +5 В напряжение не достигнет номинального значения, напряжение на выходе усилителя DA3 будет иметь низкий уровень. К выходу TL494/3 подключена база эмиттерного повторителя напряжения. Низкий уровень с этого выхода микросхемы передается в эмиттерную цепь транзистора и далее на неинвертирующий вход компаратора микросхемы LM339. На втором входе выставлен опорный уровень напряжения, снимаемый с резистивного делителя напряжения на резисторах R9 и R10. Резистивный делитель включен между выходом TL494/14 и общим проводом. Напряжение на входе LM339/6 компаратора превышает уровень, установленный на выводе 7. Напряжение на выходе компаратора низкое. В процессе «медленного» запуска источника питания происходит постепенное повышение напряжения на выходе канала +5 В, которое передается на вход TL494/1 внутреннего усилителя ошибки DA3. По мере увеличения разности потенциалов между входами усилителя DA3 на его выходе происходит изменение напряжения. Оно получает положительное приращение и достигает уровня, при котором открывается диод D1. Через открытый диод положительный потенциал проходит на внутренние каскады микросхемы TL494, а также на базу транзистора Q1. Повышение базового напряжения повторяется на эмиттере Q1 и передается на вход 7 компаратора микросхемы LM339. Когда напряжение на этом входе сравняется с уровнем, установленным на втором входе – выводе 6, произойдет переключение компаратора и на его выходе возникнет потенциал, близкий по значению выходному напряжению канала +5 В. Напряжение на выходе 1 компаратора появляется с задержкой относительно момента установки выходных уровней во вторичных каналах источника питания. Дополнительная задержка обеспечивается подключением к эмиттеру транзистора Q1 электролитического конденсатора C2. Заряд на конденсаторе нарастает плавно, задержку появления высокого уровня сигнала «питание в норме» можно регулировать как величиной емкости конденсатора C2, так и номиналом резистора R7, через который происходит процесс заряда. Таким образом, данная схема не содержит элементов слежения за уровнем напряжения непосредственно на выходе канала +5 В (за исключением усилителя DA3 микросхемы TL494). Решение о достижении вторичными напряжениями номинальных уровней принимается по виду сигнала на выводе TL494/3 в момент начала их активной регулировки микросхемой TL494.

В схеме, элементы которой изображены на рис. 3.22, формирование сигнала «питание в норме» производится при предполагаемом условии, что во вторичных цепях все процессы протекают нормально.

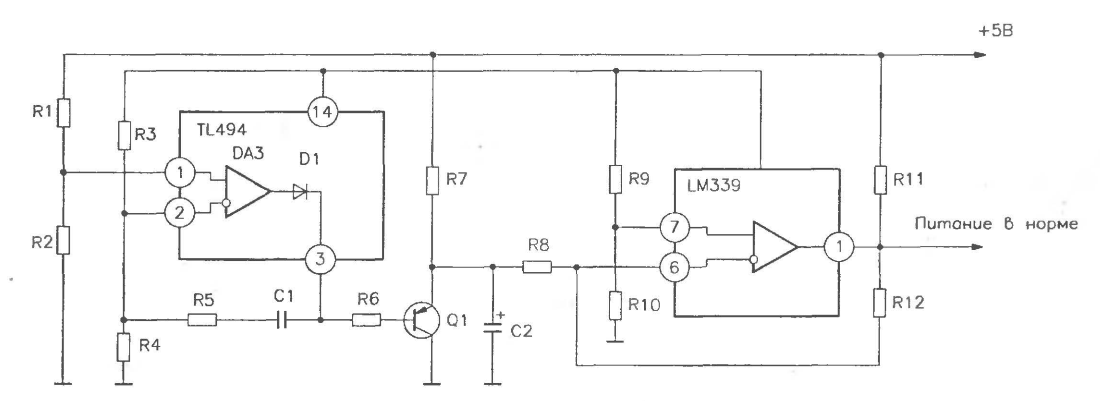


Рис. 3.21. Схема формирования сигнала «питание в норме» (вариант 1)

Уровни вторичных напряжений в схеме не оцениваются. Схема разработана с учетом последовательности появления напряжений питания каскада ШИМ управления. Положительный перепад сигнала вырабатывается пороговыми схемами. Выходной каскад выполнен на транзисторном ключе, коллекторная нагрузка которого (резистор R6) подключена к напряжению вторичного канала +5 В.

Принцип работы электронной схемы, приведенной на рис. 3.22, становится понятным, если проследить динамику процесса появления питающих напряжений в каскаде ШИМ преобразователя. Когда источник питания подключается к первичной сети, возбуждается схема обеспечения начального питания каскада ШИМ управления. Появляется напряжение питания этого каскада, поступающее на TL494/12. При достижении этим напряжением уровня +7 В происходит запуск внутренних функциональных узлов схемы ШИМ преобразователя, а на его вывод 14 поступает опорное напряжение с номинальным уровнем +5 В. Этим опорным напряжением запитывается микросхема компаратора и от него же устанавливается уровень напряжения на выводах 5 и 6. В это время продолжается увеличение потенциала на TL494/14 и, соответственно, на стабилитроне D1. Пока его напряжение не превысит уровень стабилизации, потенциал на резисторе R1 будет оставаться нулевым. Уровень на выходе верхнего по схеме компаратора так же нулевой. На аноде диода D3, соединенном с входом 4 второго компаратора, напряжение имеет значение +0,8 В, до этого уровня через резистор R4 и заряжается конденсатор C1. Так как опорное напряжение на входе 5 больше уровня на входе 4, на выходе второго компаратора устанавливается напряжение, равное опорному. Транзисторным ключом Q1 высокий уровень инвертируется. Когда происходит «пробой»

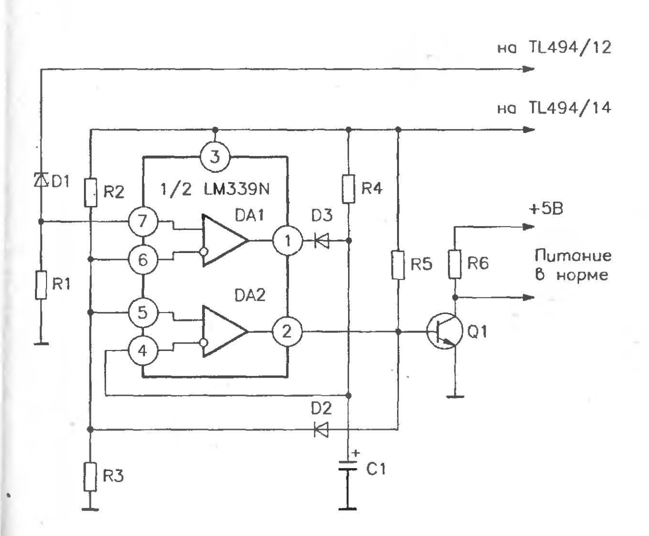


Рис. 3.22. Схема формирования сигнала «питание в норме» (вариант 2)

стабилитрона и напряжение на резисторе R1 достигает уровня опоры, установленной на входе DA1/7, компаратор переключается. Диод D3 оказывается под закрывающим напряжением. Напряжение на аноде D3 начинает плавно повышаться, благодаря заряду конденсатора C1. Постоянная времени заряда зависит от значения емкости самого конденсатора C1 и резистора R4. Потенциал на C1 нарастает до уровня опорного напряжения. В момент сравнения напряжений на входах DA2/4 и DA2/5 компаратор DA2 опрокидывается и на его выходе уровень спадает практически до потенциала общего провода. Транзисторный ключ на Q1 закрывается, на его коллекторе напряжение равно уровню, который в данный момент достигнут во вторичном канале +5 В. Применение компараторов в схеме обеспечивает формирование выходного сигнала с крутым фронтом. Без них изменение напряжения в цепи PG происходило бы плавно, отслеживая нарастание или спад уровня на конденсаторе C1.

На рис. 3.23 показан фрагмент принципиальной схемы вторичной цепи импульсного источника питания. В состав фрагмента включена цепь выпрямления и фильтрации напряжения канала +5 В, а также узел, вырабатывающий сигнал POWERGOOD, выполненный с применением компараторов из микросхемы LM339.

Особенность данной схемы состоит в том, что при включении источника питания происходит формирование сигнала «питание в норме» с задержкой относительно вторичных напряжений, а при отключении блока питания от сети этот служебный сигнал снимается до спада уровней вторичных напряжений.

Для работы узла формирования сигнала «питание в норме» используются только вторичные напряжения источника питания. Питание компараторов микросхемы LM339 осуществляется от стабилизированного напряжения канала +5 В. Этим же напряжением устанавливаются опорные уровни на входах компаратора. К одному из выводов вторичной обмотки канала +5 В подключен однополупериодный выпрямитель положительного напряжения на диоде D1. Выпрямитель нагружен на RC фильтр (элементы R1, C1) и резистивный делитель на R2 и R3. Керамический конденсатор C1 имеет относительно небольшую емкость (несколько тысяч пикофарад) по сравнению с фильтрующими конденсаторами, установленными на выходе канала +5 В. Заряд C1 происходит очень быстро и достигает уровня, равного амплитуде действующих на вторичной обмотке импульсов, то есть ≈10 В. Когда напряжение на выводе LM339/3 возрастет до минимального уровня питания компараторов, на входе LM339/9 начнет действовать потенциал, превышающий значение напряжения на LM339/8. Напряжение на выходе компаратора DA1/14 будет

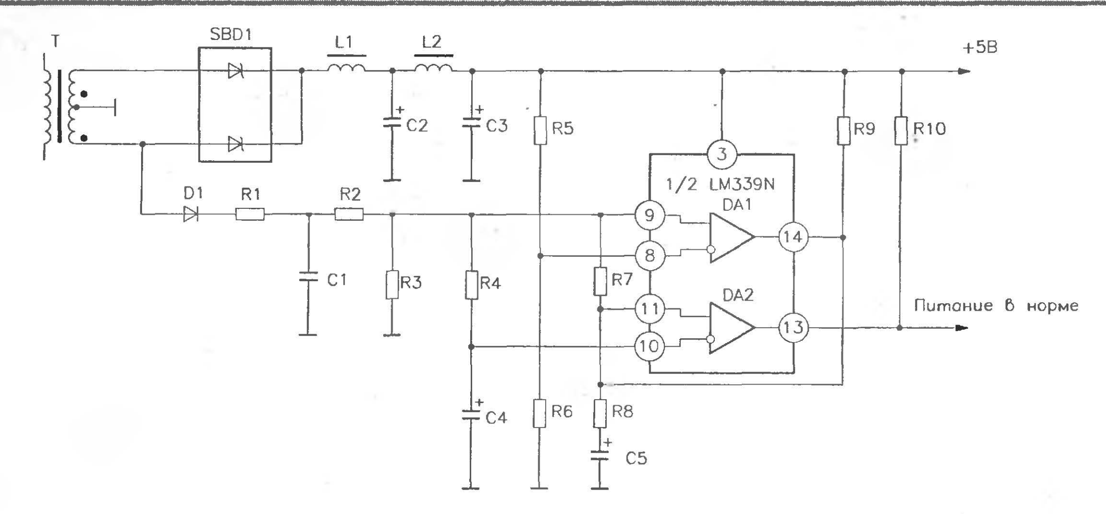


Рис. 3.23. Схема формирования сигнала «питание в норме» (вариант 3)

иметь высокий уровень, его абсолютное значение будет определяться степенью заряда выходных конденсаторов канала +5 В. С некоторой задержкой относительно вывода 9 напряжение нарастает на входе 10, а уровень напряжения на LM339/11 зависит от времени заряда конденсатора С5. Заряд происходит через резистор R9. Емкость конденсатора С5 может составлять несколько микрофарад, а сопротивление резистора R9 примерно 50 кОм. Между выводами 9 и 11 включен резистор R7 достаточно большого номинала, благодаря которому обеспечивается развязка, а также разнесение по времени нарастания напряжений на них. В начальный момент работы схемы, когда заряд на конденсаторе С5 полностью отсутствует и ток, протекающий через него, максимален, напряжение на выводе LM339/11 определяется соотношением сопротивлений резисторов R7 и R8. Сопротивление R8 во много раз меньше, чем у резистора R7, поэтому потенциал в точке их соединения близок к уровню общего провода. Цепь заряда конденсатора С4 также имеет меньшую постоянную времени, чем цепь заряда конденсатора С5, поэтому более высокий уровень напряжения первоначально появляется на входе LM339/10. Выходное напряжение компаратора DA2 практически сразу после включения источника имеет на выходе низкий уровень. Через сопротивления резисторов R8 и R9 заряжается конденсатор С5. Когда напряжение на нем превысит потенциал на конденсаторе С4, произойдет переключение DA2 и на его выходе скачком появится высокий уровень напряжения.

Конденсаторы цепи фильтрации импульсного напряжения канала +5 В имеют достаточно большую емкость, чтобы сохранять заряд после отключения источника питания от сети. В цепи выпрямителя на диоде D1 установлен конденсатор небольшой емкости, уровень напряжения на котором быстро изменяется при флуктуациях напряжения на вторичной обмотке трансформатора Т. В результате исчезновения импульсов напряжения на вторичной обмотке конденсатор С1 быстро разрядится. В точке соединения резисторов R2 и R3 уровень также упадет раньше, чем это произойдет на входе LM339/8. Уровень на выходе компаратора DA1 изменится от высокого к низкому. Выходной транзистор компаратора DA1 будет открыт, и через него начнется разряд конденсатора С5. Постоянная времени разряда этого конденсатора зависит от его собственной емкости и величины сопротивления резистора R8. Однако она значительно меньше, чем постоянная времени разряда конденсатора С4. Спад напряжения на С5 произойдет быстрее, чем на С4. На выходе компаратора DA2 высокий уровень также изменится на низкий. Сброс активного уровня на шине «питание в норме» информирует вычислительную систему о необходимости завершения рабочего цикла и остановки.

3.5. Проведение работ с блоками питания компьютеров класса АТ/ХТ

В главе 2 настоящей книги достаточно подробно рассмотрены основные способы подключения оборудования и методика подачи питающих напряжений на импульсные блоки питания. Цель наших рекомендаций заключается в том, чтобы максимально обезопасить процесс проведения измерений и диагностики. Общие положения и рекомендации по методике работ с импульсными бестрансформаторными источниками питания универсальны и применимы для узлов, описанию которых посвящена глава 3. Диаграммы напряжений для каскадов

ШИМ преобразователя, промежуточного усилителя, а также полумостового усилителя мощности приведены в соответствующих разделах главы 2. Материал раздела 2.5 является базовым, поэтому перед чтением нижеследующего описания следует ознакомиться с положениями этого раздела. В главе 2 содержится перечень контрольно-диагностического оборудования для проведения проверок работоспособности различных узлов. Безусловно, каждое изделие имеет свои особенности тестирования, кроме того, организация рабочего места для работы требует индивидуального подхода. Материал данного раздела посвящен конкретным особенностям работы с импульсными источниками питания, построенными на основе принципиальной схемы, соответствующей рис. 3.2. Все предварительные проверки функционирования отдельных узлов импульсного преобразователя должны производиться только от внешних источников питания, указанных в описании. Применение иных источников питания и особенно подключение преобразователя непосредственно к сети переменного тока может привести к дальнейшему повреждению тестируемого прибора.

3.5.1. Проверка каскада ШИМ преобразователя

Если в процессе функционирования источника питания отмечены отклонения от его нормального режима работы или произошел полный его отказ, проверку работоспособности преобразователя следует производить поэтапно, последовательно включая узлы схемы. Последовательная проверка необходима как для локализации неисправности, так и для обеспечения максимальной безопасности. Для облегчения собственной работы по проверке функционирования каскадов формирования ШИМ последовательностей следует предварительно выяснить следующие ключевые моменты:

- какой способ подачи питания на ШИМ преобразователь применяется в данном изделии;
- какая схема защиты используется; при этом необходимо определить цепи микросхемы TL494, к которым подключаются каскады защиты.

Правильная идентификация типа схемы позволит правильно подключить внешние источники питания и измерительные приборы.

На начальном этапе целесообразно проконтролировать корректность процесса генерации импульсных последовательностей на выходах микросхемы IC1 и формирования сигналов внешнего возбуждения промежуточным усилителем на транзисторах Q3 и Q4. Для проверки работоспособности этих узлов достаточно двух источников стабилизированных положительных напряжений, а также осциллографа. При подключении оборудования электропитания все приборы должны быть обесточены. Схема подключения стабилизированных источников питания к узлу ШИМ преобразователя для проверки его функционирования приведена на рис. 3.24.

Позиционные обозначения элементов соответствуют их обозначению на принципиальной схеме, представленной на рис. 3.2. На схеме показано, что диод D4 исключен из цепи, в которой он установлен. Это сделать необходимо, иначе во время проверки в отсутствие вторичных напряжений будет происходить срабатывание защиты и возникнет блокировка выходных каскадов микросхемы TL494. Остальные элементы преобразователя не окажут влияния на ход проверки. Отключение системы защиты необходимо произвести при работе с любым преобразователем. Предварительно следует определить тип схемы защиты, элементы, входящие в ее состав, чтобы при отключении не внести изменений в работу каскада ШИМ преобразователя.

Напряжение питания, подаваемое от внешнего стабилизированного источника 1 должно составлять +25 В. Уровень напряжения на источнике 2 должен быть равен +5 В. Оба внешних источника

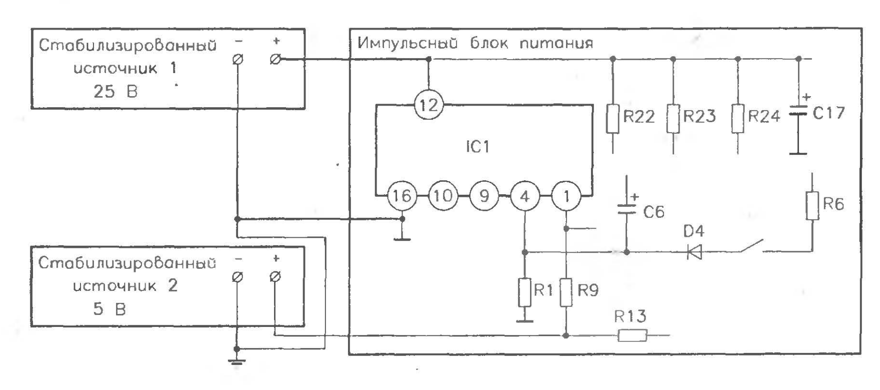


Рис. 3.24. Схема подключения стабилизированных источников к ШИМ преобразователю

питания должны включаться одновременно. После включения источника 1 напряжение будет подано на микросхему IC1 и промежуточный усилитель на транзисторах Q3 и Q4. После подачи питания микросхема IC1 должна перейти в режим автоматической генерации импульсных последовательностей на своих выходах IC1/8 и IC1/11. Измерение параметров сигналов и контроль режимов работы элементов следует проводить относительно общего провода вторичной цепи (отрицательный полюс внешнего источника). Прохождение импульсных сигналов в данном режиме питания схемы преобразователя можно проверить через согласующий трансформатор T3, также их можно найти в базовых цепях силовых транзисторов усилителя мощности. Характеристики импульсов в базовой цепи транзистора Q5 измеряются относительно эмиттера Q5. Точно так же все измерения в базовой цепи Q6 производятся относительно эмиттера Q6. Источник питания 2 имитирует работу выходных цепей вторичного канала +5 В. Изменением в небольших пределах напряжения этого источника проверяется функция слежения ШИМ преобразователя за уровнем вторичного канала. При понижении уровня напряжения источника 2 положительные импульсы на коллекторах транзисторов Q3 и Q4 должны расширяться. При повышении напряжения источника выше номинального значения длительность положительных импульсов сокращается.

3.5.2. Безопасная проверка функционирования силового каскада

Если при проверке функционирования каскадов ШИМ преобразователя и промежуточного усилителя не обнаружено отклонений от нормального режима, можно подключать питающее напряжение к усилителю мощности. Для этого отрицательный полюс источника питания 1 следует соединить с эмиттерной цепью транзистора Q6, а положительный полюс этого же источника подключить к коллекторной цепи транзистора Q5. При этом все соединения, выполненные для проверки ШИМ преобразователя, должны быть сохранены.

После одновременного включения обоих внешних стабилизированных источников питания должна запуститься микросхема IC1. Если в каскаде усилителя мощности нет поврежденных элементов, то в точке соединения конденсаторов сетевого фильтра C10 и C11 уровень напряжения будет равен половине напряжения источника 1. На коллекторе Q6 должен наблюдаться трехуровневый импульсный сигнал, полный размах которого равен напряжению питания усилителя мощности.

Измерения режимов работы усилителя мощности следует проводить относительно эмиттерной цепи транзистора Q6.

При использовании внешних низковольтных источников постоянного напряжения на вторичных обмотках силового трансформатора T4 будут присутствовать импульсные колебания с пониженными уровнями, а именно: трехуровневые колебания с паузой, наблюдаемой при переходе сигнала через нулевой уровень. На выходах выпрямителей появятся униполярные импульсы. По частоте их следования можно оценить правильность работы каждого из диодов выпрямителя. В указанном режиме подключения источников питания импульсы на выходе выпрямителя канала +5 В будут отсутствовать.

По окончании проверки необходимо отключить все источники питания от преобразователя, а также восстановить все соединения, нарушенные в процессе подготовки к проведению диагностики.

3.5.3. Заключительная проверка блока питания

Завершающий этап контроля параметров импульсного источника питания следует выполнять только после предварительного прогона отдельных узлов от дополнительных внешних источников постоянного напряжения. На последней стадии все каскады преобразователя проверяются при подключении к источнику переменного напряжения номинального уровня, поэтому все неисправности должны быть устранены в процессе предварительной проверки.

Проведение проверки работоспособности всех функциональных узлов и проведение измерений с применением осциллографа следует выполнять при подключении тестируемого изделия к первичной сети через развязывающий трансформатор. Схема, демонстрирующая такое подключение, приведена на рис. 2.21. Трансформатор VT первичной обмоткой соединен с первичной сетью. К вторичной обмотке подключен тестируемый импульсный источник питания. Напряжение вторичной обмотки трансформатора должно укладываться в допуск на входное напряжение данного изделия. При соблюдении этого условия вторичные напряжения будут иметь номинальные уровни напряжений, все пороговые устройства системы защиты будут корректно работать. Измерения с помощью осциллографа можно производить относительно любой точки схемы.

Внимание! *Несмотря на наличие развязывающего трансформатора, все работы следует выполнять, соблюдая общепринятые меры предосторожности.*

Будьте предельно внимательны, так как действующие напряжения первичной цепи преобразователя имеют уровни, превышающие 310 В. Когда источник находится под напряжением питания, категорически запрещается трогать руками элементы первичной сети.

3.6. Основные неисправности, методы их поиска и устранения

Проведение ремонтных работ любого электронного устройства в большинстве случаев имеет комплексный характер. Поиск неисправности, ее локализация и устранение проводятся, как правило, с помощью контрольно-диагностических измерительных приборов. После любого вида ремонтно-восстановительных работ необходимо проводить тщательную предварительную проверку функционирования узлов блока питания по методике, приведенной в предыдущем пункте. В некоторых случаях постепенная проверка каскадов позволяет обнаружить дефекты, не выявленные ранее, и проконтролировать правильность проведенных замен элементов. Все операции по измерению электрических режимов работы элементов силового каскада следует проводить согласно рис. 2.21 при подключении источника питания к сети через трансформатор развязки.

При проведении диагностики основных полупроводниковых приборов необходимо проверять и пассивные элементы, задающие электрические режимы функционирования активных компонентов. Нередко дефект, вызванный отказом именно пассивных элементов, является причиной потери работоспособности узла на активных приборах. Перед принятием окончательного решения по поводу замены убедитесь в нормальном состоянии печатных проводников платы и пассивных элементов.

Безусловно, в качестве рекомендаций по проведению ремонтных работ следует особо отметить необходимость всестороннего анализа причин, которые могли привести к появлению дефекта или отказу работоспособности. При выявлении причины нужно восстановить логику действий, вызвавших тот или иной отказ, на основании которых легче спрогнозировать возможные неисправности элементов и локализовать их. Если возникает необходимость замены элементов, ее следует проводить с использованием оригинальных компонентов или самых близких функциональных аналогов. При этом подборе элементов в первую очередь учитываются параметры, наиболее критичные для функционирования в конкретных условиях. К ним могут относиться тепловые режимы, максимальные величины тока или напряжения используемого прибора. Локализовать неисправный узел можно по внешним признакам проявления дефекта и, соответственно, наметить план действий по выявлению возникшей неисправности.

При включении блока питания сгорает предохранитель.

Возможная причина: в каскаде усилителя мощности неисправны силовые транзисторы.

Алгоритм поиска неисправности:

1. При отключенном электропитании импульсного преобразователя тестером провести проверку целостности внутренней структуры силовых транзисторов Q5 и Q6. Дополнительно проверить отсутствие электрического контакта корпусов этих транзисторов с радиатором. Во время проверки транзисторов следует учитывать, что во внутренней структуре мощных полупроводниковых приборов могут быть включены дополнительные диоды между эмиттером и коллектором или между эмиттером и базой.
2. Если требуется замена транзисторов, то аналоги должны соответствовать оригинальным приборам по рабочим уровням напряжений, тока, а также по частотным характеристикам. Выход из строя силовых транзисторов может повлечь за собой отказ пассивных элементов, установленных в базовых цепях транзисторов Q5 и Q6. Перед проведением контрольных прогонов при подключенном напряжении питания эти элементы также должны быть предварительно проверены.

Возможная причина: выход из строя элементов, обеспечивающих режим «медленного» запуска источника питания.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Убедиться в целостности печатных проводников, соединяющих элементы R16 и C6 с соответствующими выводами микросхемы IC1.
2. Обязательно проконтролировать соответствие обозначенных на элементах номиналов реальным параметрам, а также отсутствие повреждений на них.
3. Влияние указанных элементов на неисправность можно объяснить следующими обстоятельствами. При подключении источника питания к сети конденсаторы вторичных каналов разряжены и находятся в состоянии КЗ. На начальном этапе запуска схемы преобразователя включается узел принудительного ограничения длительности импульсов управления. Работа узла основана на постепенном заряде конденсатора C6, включенного в дифференцирующую цепь последовательно с резистором R16. Принцип работы узла «медленного» запуска описан в подразделе 3.4.4. Если произошло нарушение соединения конденсатора C6 и резистора R16, то в начальный момент включения источника на выводе IC1/4 спадающий положительный импульс появляться не будет. При отсутствии

этого напряжения на IC1/4 компаратор «мертвой зоны» DA1 не будет оказывать влияния на параметры последовательности импульсов. Длительность импульсов возбуждения усилителя мощности будет максимальна, так как источник питания работает практически на короткозамкнутую нагрузку.

Возможная причина: переключатель S1 установлен неправильно, вследствие чего уровень входного напряжения не соответствует номиналу.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Если селектор входного напряжения S1 установлен в положение, соответствующее 115 В, то выпрямитель и сетевой фильтр сконфигурированы для работы по схеме удвоителя напряжения. Включение такого источника в сеть 220 В приведет к повышению постоянного напряжения на усилителе мощности до уровня, превышающего 600 В, и повреждению электролитических конденсаторов C10 и C11, транзисторов Q5 и Q6 и элементов в базовых цепях силовых транзисторов.
2. После замены неисправных элементов перед включением источника в реальную сеть питания проведите полный комплекс проверок функционирования усилителя мощности в соответствии с методикой изложенной в разделе 3.6.

После подачи питания запуска источника не происходит.

Возможная причина: неисправность в цепи фильтрации импульса начального питания.

Алгоритм поиска неисправности:

1. В схеме с самовозбуждением узел начального питания ШИМ преобразователя IC1 подключается к выходу выпрямителя канала +12 В. В схеме, приведенной на рис. 3.2, это диод D18 и RC фильтр на C17, C18 и R31. Если есть повреждение в цепи, связывающей связи указанные элементы, то начальный импульс не дойдет до микросхемы IC1. Если же существуют повреждения конденсаторов в цепи фильтрации, то импульс, действующий на IC1/12, будет очень коротким и внутренняя логика микросхемы не успеет выработать импульсы возбуждения усилителя мощности.
2. Для проверки работы цепи подачи первичного питания на микросхему IC1 при подключении источника питания к сети переменного тока проконтролируйте появление положительного импульса на конденсаторе C18, его сглаживание на C17 и подачу этого напряжения на вывод IC1/12. Контроль появления импульса начального питания, его преобразование в цепи выпрямления и фильтрации и прохождение положительного напряжения на IC1/12 проводить относительно общего провода вторичной цепи.

Возможная причина: отказ элементов каскада задержки включения защиты на транзисторе Q2.

Алгоритм поиска неисправности:

1. В начальный момент включения источника питания вследствие появления импульса положительной полярности на базе Q2 транзистор открывается и шунтирует каскад датчиков перегрузки вторичных цепей на Q1. Если импульс не появляется или неисправен транзистор Q2, шунтирование не происходит. В отсутствие вторичных напряжений транзистор Q1 закрыт и на его коллекторе устанавливается напряжение, равное по уровню опорному, выработанному на IC1/14. Высокий уровень напряжения через диод D4 поступит на IC1/4 и вызовет блокировку ШИМ преобразователя.
2. Контроль срабатывания каскада на транзисторе Q2 проводить при подключении источника питания к сетевому питающему напряжению. Измерения осуществлять относительно общего провода вторичной цепи питания. При нормальной работе каскада на Q2 после появления импульса начального питания на IC1/12 через конденсатор C5 проходит положительный импульс, уровень которого делится на резисторах R4 и R5. Напряжение, пропорциональное соотношению этих сопротивлений, поступает на базу Q2 и открывает его. Транзистор переходит в насыщение. По мере перезаряда конденсатора C5 напряжение на базе Q2 снижается и синхронно с ним закрывается транзистор Q2. Для выявления неисправного элемента необходимо проверить логику срабатывания элементов в каскаде на транзисторе.
3. Если обнаружено, что в базовой цепи Q2 присутствуют отказавшие пассивные компоненты, замените их на элементы, полностью аналогичные по параметрам, так как их номиналы задают временные характеристики начального шунтирования цепи защиты.

В случае отказа транзистора Q2 его можно заменить n-p-n транзистором малой мощности, например КТ3102, в пластиковом корпусе с любым буквенным индексом.

Возможная причина: после включения происходит блокировка ШИМ преобразователя.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Блокировка ШИМ преобразователя может возникать из-за сигналов, поступающих на входы IC1/15 и IC1/4. Ложное срабатывание защиты по входу IC1/15 может возникнуть, если нарушены связи между резисторами R13 – R15. Если из трех резисторов с IC1/15 соединен только один R14, то на этом выводе будет отрицательное напряжение, поступающее от датчика длительности импульсов управления на трансформаторе T3. Напряжение на IC1/15 будет ниже уровня общего провода, к которому подключен вывод IC1/16. При таком соотношении напряжений на указанных входах произойдет блокировка импульсных последовательностей на выходах IC1.
2. Для проверки данного узла следует при выключенном источнике питания проверить все соединения элементов, подключенных к IC1/15, на соответствие принципиальной схеме. Если обнаружены повреждения печатных проводников, их следует восстановить. В случае повреждения элементов, их необходимо заменить.

Возможная причина: происходит ложное срабатывание защиты из-за нарушения электрических связей между элементами в эмиттерной цепи Q1.

Алгоритм поиска неисправности:

1. При нормальном режиме работы источника питания транзистор Q1 находится в проводящем состоянии. Уровень напряжения на его коллекторе близок к потенциалу общего провода. Если транзистор Q1 неисправен или нарушены связи между элементами, подключенными к его эмиттеру, напряжение на коллекторе будет иметь положительный уровень. Через диод D4 оно будет подаваться на вывод IC1/4 и приведет к блокировке ШИМ преобразователя. После подачи питания отключение преобразователя в случае неисправности элементов каскада на Q1 происходит довольно быстро, поэтому обычными измерительными приборами зафиксировать момент появления положительного напряжения на аноде D4 оно достаточно сложно.
2. Чтобы убедиться в исправности этого каскада, нужно при выключенном питании проверить правильность соединений элементов, подключенных к эмиттеру Q1. Проверить сам транзистор Q1. Если обнаружен неисправный элемент, его обязательно нужно заменить на аналогичный по параметрам. Транзистор Q1 можно заменить на отечественный аналог КТ3107 с любым буквенным индексом.

Возможная причина: отказ микросхемы ШИМ преобразователя или элементов промежуточного усилителя.

Алгоритм поиска неисправности:

1. При отсутствии воздействий по входам IC1/4 и IC1/15, приводящим к блокировке ШИМ преобразоваля, микросхема IC1 начинает функционировать сразу после подачи питания на ее вывод 12. Проверку исправности микросхемы IC1 следует проводить, предварительно отключив все элементы, воздействующие на входы блокировки работы ШИМ преобразователя. Все нагрузки каналов вторичных напряжений должны быть отсоединены. Для отключения элементов защиты по выводу IC1/4 нужно отпаять один из выводов диода D4. При этом останутся включенными элементы, обеспечивающие процесс «медленного» запуска. Отпаяйте один из выводов резистора R14, при этом будет отключен датчик контроля длительности импульсов возбуждения силового каскада.
2. Включите источник питания. Проверьте генерацию импульса начального питания по появлению положительного напряжения на выводе IC1/14. На выводе IC1/12 должно появиться напряжение +5 В. Появление пилообразного напряжения на выводе IC1/5 будет свидетельствовать о нормальном запуске внутреннего генератора.
3. Если все предыдущие проверки дали положительный результат, проконтролируйте появление импульсов на выводах IC1/11 и IC1/8. Кратковременное появление импульсов на выходах микросхемы может служить признаком нормального ее запуска, но затем она может отключаться вследствие появления сигнала блокировки.
4. Если такой эффект наблюдается, проверьте работоспособность всех элементов, подключенных к выводам IC1/1,2,4,15. Полное отсутствие переменных сигналов на сигнальных выводах и напряжения +5 В на IC1/14 указывает на отказ микросхемы и необходимость ее замены.
5. После проведения необходимых замен элементов все соединения восстановите.
6. Окончательное тестирование отремонтированного источника питания должно проводиться при полной комплектации с подключением всех узлов защиты.

Возможная причина: выход из строя резисторов смещения в базовых цепях силовых транзисторов.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Если в результате проверок предыдущих пунктов обнаружено отсутствие импульса начального питания микросхемы IC1, необходимо проверить исправность элементов в базовых цепях силовых транзисторов. Отсутствие положительного смещения в базовых цепях Q5 и Q6 приведет к нарушению условий автогенерации начального импульса питания и к невозможности запуска.
2. Проверку проводить при отключенном напряжении питания.

Возможная причина: выход из строя резисторов в делителе на R7 и R8.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Если неисправен резистор R7, то вывод IC1/1 постоянно подключен к общему проводу через R8. На входах усилителя ошибки DA3 (схема на рис. 2.7) постоянно будет присутствовать сигнал рассогласования, заставляющий ШИМ преобразователь увеличивать длительность импульсов управления силовыми транзисторами. В результате напряжения во вторичных каналах будут чрезмерно возрастать, и включится защита по каналу +12 В. Либо от датчика на трансформаторе Т3 на микросхему IC1 поступит сигнал, свидетельствующий о слишком большой длительности импульсов управления, что также вызовет блокировку ШИМ преобразователя.
2. Отказ резистора R8 приведет к тому, что во вторичных каналах уровни напряжений не будут повышаться до номинальных значений. Сопротивления резисторов в плечах делителей на R7, R8 и R9, R10 должны быть примерно одинаковы. Проверьте правильность соединений этих резисторов и их номиналы.

Короткое замыкание в канале с отрицательным номиналом напряжения не вызывает блокировки источника.

Возможная причина: нарушение электрических связей в канале защиты от перегрузки на Q1.

Алгоритм поиска неисправности:

Такой эффект может возникнуть при КЗ в канале –5 В, если неисправен диод D2 или он не подсоединен

к выходу этого канала. Проверьте исправность диода и корректность его подключения в электрической цепи.

Вторичные напряжения в норме. С данным блоком питания компьютер не включается.

Возможная причина: нарушение работы узла формирования сигнала «питание в норме».

Алгоритм поиска неисправности:

1. Каскад на транзисторе Q7 вырабатывает сигнал высокого логического уровня с задержкой относительно времени установления вторичных напряжений. При включении источника питания и появлении вторичного напряжения +5 В на базе Q7 возникает положительный импульс, открывающий транзистор. На его коллекторе устанавливается напряжение, близкое к потенциалу общего провода. Постепенно положительный заряд на отрицательной обкладке конденсатора C22 спадает и транзистор Q7 закрывается. На коллекторе появляется напряжение, уровень которого равен значению, установившемуся во вторичном канале +5 В. В отсутствие этого сигнала не произойдет инициализации логики компьютерной системы.
2. Для того чтобы идентифицировать неисправность в каскаде формирования сигнала «питание в норме», при включении источника проследите логику срабатывания элементов, подключенных к транзистору Q7 и самого транзистора. Отказавший элемент замените.

В одном из вторичных каналов напряжение не достигает номинального уровня.

Возможная причина: отказ одного из диодов выпрямителя или отсутствие у него электрической связи с вторичной обмоткой.

Алгоритм поиска неисправности:

1. Если произошел отказ выпрямительного диода, то в контролируемый канал будет поступать энергии в два раза меньше номинального уровня.
2. Проверьте электрические соединения выпрямительных диодов и их исправность. В случае отказа, замените на аналогичный по параметрам.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ДЛЯ ЗАМЕНЫ РАДИОДЕТАЛЕЙ

При проведении ремонтных работ нередко возникают ситуации, когда нет возможности заменить вышедшие из строя элементы на оригинальные комплектующие. По большей части это относится к полупроводниковым приборам. В настоящее время отечественной промышленностью выпускается достаточно широкий ассортимент диодов и транзисторов, используя которые можно решить возникающие проблемы с элементной базой. Ниже предлагается сводная таблица по активным компонентам, наиболее часто применяемым в импульсных источниках питания, их основные параметры и наиболее близкие отечественные аналоги. В графе «Основные параметры» приведены минимальные характеристики параметров, определяющих возможность использования прибора в конкретной цепи.

Таблица П.1. Полупроводниковые приборы и их отечественные аналоги

Наименование прибора	Узел источника питания	Основные параметры	Отечественный аналог	Примечание
Транзистор 2SC9457	Вспомогательный автогенератор	$I_{kимах}$= 7,5 А, U_{kmax}= 1200 В	КТ8127(А1-В1)	
Транзистор 2SC4242	Усилитель мощности	$I_{kимах}$= 7 А, U_{kmax}= 850 В, $f_{гр}$= 15 МГц	КТ8108(А1-В1) КТ8127(А1-В1)	
Транзистор 2SC945	Промежуточный усилитель, каскады защиты	I_{kmax}= 100 мА, U_{kmax}= 50 В, $h_{21э}$= 200	КТ3102БМ, ЕМ	
Транзистор 2SA733	Каскады защиты	I_{kmax}= 100 мА, U_{kmax}= 25 В, $h_{21э}$= 150	КТ3107	
Транзистор 2SA1015	Стабилизатор канала +3,3 В	I_{kmax}= 100 мА, U_{kmax}= 50 В, $h_{21э}$= 150	КТ3107Б,Е	
Транзистор 2SC3039	Усилитель мощности	$I_{kимах}$= 14 А, U_{kmax}= 500 В, $f_{гр}$= 15 МГц	КТ8110(А, Б)	
Диод 1N5406	Выпрямитель сетевого напряжения	$I_{пр.max}$= 2 А, $U_{обр}$= 400 В	КД240(В,Е,И,К) 2Д253	
Диод 1N4148	Цепи импульсного сигнала	$I_{пр\ max}$= 200 мА, $U_{обр}$= 75 В, $t_{вост}$ = 4 нс	2Д522Б, 2Д509А	
Диод FR155	Усилитель мощности	I_{max}= 5 А, $U_{обр}$= 400 В, $t_{вост.}$= 200 нс	2Д253, 2Д254	
Диод FR102	Промежуточный усилитель, выпрямители	I_{max}= 1,5 А, $U_{обр}$= 200 В, $t_{вост.}$= 200 нс	2Д254	
Сборки диодов Шоттки СТВ34М, СТХ128			2МДШ145-40Х-0,3	См. примечание 1
Сборки диодов CTL22S	Выпрямитель канала +12 В	$I_{пр.max}$= 10 А, $U_{обр}$= 200 В	МПДЧ145-16Х	См. примечание 2
Микросхема TL494	ШИМ преобразователь		КР1114ЕУ4	Конструктивная и функциональная совместимость
Микросхема 7805	Стабилизатор +5 В	$U_{вых}$=+5 ±0,2 В	КР142ЕН5А,В	Конструктивная и функциональная совместимость
Микросхема 7812	Стабилизатор +12 В	$U_{вых}$=+12 ±0,5 В	КР142ЕН8Б,Д	Конструктивная и функциональная совместимость
Микросхема 7905	Стабилизатор –5 В	$U_{вых}$= –5 ±0,2 В	КР1162ЕН5А,Б	Конструктивная и функциональная совместимость
Микросхема 7912	Стабилизатор –12 В	$U_{вых}$= –12 ±0,5 В	КР1162ЕН12А,Б	Конструктивная и функциональная совместимость

Примечание 1. *Отечественные сборки являются функциональными аналогами, но конструктивно не совместимы с оригинальными выпрямительными элементами. Конструктивным и функциональным аналогом считается сборка на основе диодов Шоттки фирмы Philips типа PBYR3045PT.*

Примечание 2. *Отечественные сборки являются функциональными аналогами, но конструктивно не совместимы с оригинальными выпрямительными элементами. Конструктивным и функциональным аналогом считается диодная сборка фирмы Philips типа BYQ28-200.*

При подборе элементов замены особое внимание следует уделять конструктивной совместимости полупроводниковых приборов. Прежде всего, должно учитываться функциональное назначение выводов и способ крепления прибора на теплоотводе. Сборки на основе диодов Шоттки в схемах выпрямителей канала +5 В, могут быть использованы и в цепях канала +3,3 В.

В современных электронных приборах широко применяются резисторы с маркировкой в виде цветных полос. Отечественные резисторы типа С2-23 также выпускаются с аналогичной маркировкой. Номиналы резисторов кодируются четырьмя или пятью полосами. Пять полос имеют резисторы, номиналы которых определяются с точностью до третьего знака. Внешний вид резисторов с маркировкой полосками представлен на рис. П.1.

Расшифровка кодовых обозначений цветовой маркировки приведена в табл. П.2.

Определение номиналов резисторов с четырьмя и пятью полосами проводятся на основе данных, приведенных в табл. П.2. У резисторов с четырьмя полосами первая и вторая полосы определяют соответственно первую и вторую цифры номинала сопротивления, третья полоса – множитель, на который следует умножить значение первых двух цифр. Три первые полосы у пятиполосных резисторов обозначают три цифры номинала, четвертая полоса – множитель. Последняя полоса для каждого типа маркировки – это допуск. Множитель – число десять в степени, показатель которой определяется цветом соответствующей полосы. В табл. П.2 коэффициент «К» обозначает тысячу (третья степень числа 10), а «М» – миллион (шестая степень числа 10).

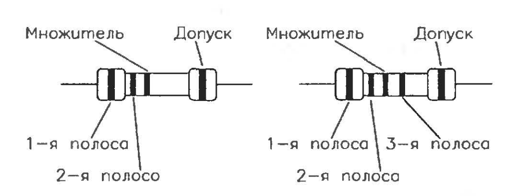


Рис. П.1. Маркировка номиналов резисторов цветными полосками

Таблица П.2. Цветовая маркировка резисторов

Цвет	1-я полоса	2-я полоса	3-я полоса	Множитель	Допуск
Черный	0	0	0	1	
Коричневый	1	1	1	10	±1%
Красный	2	2	2	100	±2%
Оранжевый	3	3	3	1K	
Желтый	4	4	4	10K	
Зеленый	5	5	5	100K	±0,5%
Синий	6	6	6	1M	±0,25%
Фиолетовый	7	7	7	10M	±0,1%
Серый	8	8	8		±0,05%
Белый	9	9	9		
Золотистый				0,1	±5%
Серебряный				0,01	±10%

Серия «Ремонт и обслуживание»

КУЛИЧКОВ А. В.

Выпуск 22

Импульсные блоки питания для IBM PC

Издание второе, стереотипное



Москва, 2002